

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR
SOUHEIL SLIM

SYNTHÈSE D'UNE NOUVELLE STRUCTURE
D'ONDULEUR MONOPHASÉ À BRAS RÉSONNANT:
PROCÉDURE DE CONCEPTION OPTIMALE ET
ÉVALUATION DES PERFORMANCES

AVRIL 1991

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

RÉSUMÉ

Dans notre travail de recherche on aborde le cas de la conversion continue-alternative. On présente un bref aperçu sur les principales structures d'onduleur utilisés pour des entraînements à courant triphasé, ainsi que la nouvelle structure modulaire d'onduleur MLI à bras résonnant. On donne la méthode de synthèse d'un bras résonnant et on présente une nouvelle méthodologie de conception permettant la détermination optimale des différents éléments reactifs du bras en minimisant la dissipation thermique dans les composants à semiconducteur de ce dernier. Une simulation numérique est faite pour confirmer le choix optimal des composants. La mise en oeuvre repose sur la technique de commutation douce, on utilise pour cela de nouveaux interrupteurs de synthèse de type thyristor dual modifié. Une stratégie de commutation performante, basée sur la technique de commande MLI de type régulière symétrique échantillonnée, est adoptée pour générer une tension sinusoïdale modulée avec un bras résonnant. La supériorité et la faveur qui ont été données à cette nouvelle structure sont confirmées par la comparaison des bilans énergétiques d'un bras d'onduleur MLI classique et un bras résonnant.

REMERCIEMENTS

Je ne saurais finir ce memoire sans exprimer mes plus sincères remerciements:

-au professeur V.Rajagopalan, de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), directeur du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (GREI) à l'UQTR, au sein duquel j'ai effectué ma recherche. Qu'il trouve ici le témoignage de mes plus chaleureux remerciements pour l'honneur et le privilège qu'il m'a faits en acceptant de diriger mon travail de recherche , pour la part de la responsabilité qu'il m'a accordée et pour ses fructueux conseils et suggestions.

-au professeur K.Al Haddad, de l'Ecole de Technologie Supérieure à Montréal et membre du GREI, pour son dynamisme et l'encouragement constant qu'il m'a toujours prodigué. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

-à monsieur A.Cheriti, chercheur à l'École Polytechnique de Montréal, pour ses compétences techniques, l'aide inestimable qu'il m'a apportée. Il m'est difficile de témoigner ici toute ma gratitude et ma reconnaissance pour ses réelles qualités humaines, qu'il trouve ici l'expression de ma sincère amitié .

-au professeur A.Sevigny, de l'UQTR et membre du GREI, pour la caution scientifique qu'il m'a apportée et de m'avoir fait profité de son savoir scientifique. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance.

-aux membres du corps professoral du département d'ingénierie de l'UQTR, qu'ils soient assurés de ma considération en particulier Messieurs Phieu Le Huy, R.Simard, Y.Dubé et T.Meynard (Chercheur invité) .

-à l'Agence Canadienne de Développement International ACDI pour son

assistance financière, à travers le programme des bourses de la francophonie auquel j'appartiens, et sans qui mon séjour au Canada et particulièrement au Québec n'aurait pû avoir lieu. Mes remerciements s'adressent également à tout le personnel de la direction de la coopération internationale du ministère de l'enseignement supérieur et de la science du gouvernement du Québec, en particulier à Madame Yveline Côté conseillère à l'encadrement pédagogique pour l'assurance de mon encadrement pédagogique ainsi que pour ses efforts continuels pour m'assurer l'acclimatation et me faciliter le séjour au Québec.

-mes remerciements vont également aux membres du personnel du ministère de l'enseignement supérieur en Tunisie et à mes professeurs à l'Ecole National d'Ingénieurs de Sfax (ENIS), en particulier à Messieurs M.B.A Kamoun et F.Sellami, pour la confiance qu'ils m'ont accordée pour poursuivre mes études au Canada .

-je tiens à remercier madame Sylvie Garceau secrétaire du département de génie électrique pour son inaltérable gentillesse et les multiples services qu'elle m'a rendus.

-je suis reconnaissant à ma famille pour sa patience durant mes longues années d'études, j'apprécie profondément son encouragement constant et son support moral.

-En fin, que les thésards, et en particulier F.Bélaid, H.Cheriti, M.Ghanem, L.Ben Amor, M.Kaffel, M.Saâd, Abou Hatem soient assurés de ma sincère amitié, pour les conseils amicaux qu'ils m'ont apportés. J'accorde une attention particulière à mes collègues et co-locataires F.Mnif et M.Ben Slima qui ont partagé avec moi, mes soucis et bonheurs.

TABLE DES MATIÈRES

	pages
LISTE DES FIGURES.....	x
LISTE DES TABLEAUX.....	xiii
LISTE DES SYMBOLES.....	xiv
 INTRODUCTION.....	 1
 CHAPITRE 1	
COMPARAISON DES PRINCIPALES STRUCTURES D'ONDULEURS UTILISÉS POUR DES ENTRAÎNEMENTS À COURANT TRIPHASÉ	
1.1 Onduleur de tension optimum.....	5
1.2 Structure des onduleurs triphasés.....	6
1.2.1 Onduleurs de tension triphasée à commutation dure.....	6
1.2.1.1 Onduleur MLI triphasée.....	7
a) Avantages et inconvénients.....	7
1.2.2 Onduleurs de tension triphasée à commutation douce.....	9
1.2.2.1 Onduleurs à lien résonnant.....	9
1.2.2.1.1 Onduleur à lien résonnant CA.....	9
a) Avantages et inconvénients.....	10
1.2.2.1.2 Onduleur à lien résonnant CC.....	11
a) Avantages et inconvénients.....	11
1.2.2.2 Onduleur à bras résonnant.....	13
1.2.2.2.1 Comparaison qualitative.....	14

CHAPITRE 2

ONDULEUR (MLI) TRIPHASÉ À BRAS RÉSONNANT (O.M.B.R)

2.1 Principe.....	17
2.2 Topologie d'un bras résonnant.....	18
2.2.1 Schéma de principe.....	18
2.2.2 Description.....	18
2.3 Structure modulaire.....	20
2.3.1 Configuration dévolteure.....	20
2.3.2 Configuration monophasée.....	21
2.3.3 Configuration triphasée.....	22

CHAPITRE 3

SYNTHÈSE D'UN BRAS À RÉSONANCE

3.1 Principe.....	24
3.2 Différentes séquences de fonctionnement.....	25
3.3 Analyse du fonctionnement.....	29
3.3.1 Hypothèses de travail.....	29
3.3.2 Grandeurs de base et valeurs réduites.....	29
3.3.3 Équations d'état et solutions générales.....	30
3.3.4 Équations des courants et des tensions.....	33
3.4 Paramètres de design.....	37
3.4.1 Conditions de commutation.....	37
3.4.2 Caractéristique de charge.....	40
3.4.3 Contraintes sur les interrupteurs.....	41
3.4.4 Pertes associées à la commutation.....	42

a) Pertes au blocage.....	43
b) Pertes en conduction.....	46
c) Pertes moyennes totales.....	46
3.5 Évaluation optimale des paramètres.....	47
3.5.1 Équations d'optimisation.....	47
3.5.2 Exemple de design.....	49
3.6 Simulation du comportement du convertisseur	
en régime permanent.....	50
3.6.1 Mise en oeuvre de la simulation sans à priori.....	50
3.6.1.1 Modélisation des interrupteurs.....	50
3.6.1.2 Équations d'état généralisées.....	52
3.6.2 Résultats de simulation.....	53

CHAPITRE 4

MISE EN OEUVRE D'UN BRAS À RÉSONANCE

4.1 Choix des interrupteurs.....	57
4.2 Circuit de commande des interrupteurs modifié	60
4.2.1 Principe de fonctionnement.....	60
4.2.2 Performance de la carte de commande.....	64
4.3 Résultats pratiques.....	66

CHAPITRE 5

GÉNÉRATEUR SINUSOIDAL DE RÉFÉRENCE NUMÉRIQUE

5.1 Modulation MLI naturelle échantillonnée.....	69
5.2 Modulation MLI de type régulière échantillonnée.....	71

5.2.1 Modulation MLI de type régulière échantillonnée	
symétrique.....	72
5.2.1.1 Principe.....	72
5.2.1.2 Calcul de la largeur de l'impulsion modulée.....	73
5.3 Implantation pratique de la technique de modulation régulière	
symétrique échantillonnée.....	74
5.3.1 Description du modulateur numérique monophasé.....	74
5.4 Performance du générateur de référence.....	77

CHAPITRE 6

COMPARAISON QUANTITATIVE ENTRE UN BRAS D'ONDULEUR CLASSIQUE MLI ET UN BRAS À RÉSONANCE

6.1 Évaluation des pertes dans les composants de puissance	
d'un bras d'onduleur MLI classique.....	80
6.1.1 Les pertes en conduction dans T1.....	82
6.1.2 Les pertes au blocage dans T1.....	84
6.1.3 Les pertes de commutation à l'amorçage de T1.....	85
a) Les pertes durant t_r	85
b) Les pertes durant t_{rr}	86
c) Les pertes dû à Q_{rr}	87
d) Les pertes dû au circuit snubber.....	87
6.1.4 Les pertes en conduction dans D2.....	88
6.2 Évaluation des pertes dans un bras d'onduleur à résonance.....	88
6.2.1 Les pertes de commutation à l'amorçage.....	90
6.2.2 Les pertes en conduction dans les composants à	
semiconducteurs.....	90

6.2.2.1 Les pertes en conduction dans T1.....	90
6.2.2.2 Les pertes en conduction dans D2.....	94
6.2.2.3 Les pertes en conduction dans Df.....	95
6.2.3 Les pertes au blocage dans les composants à semiconducteurs.....	96
6.2.3.1 Les pertes au blocage dans T1.....	96
6.2.3.2 Les pertes au blocage dans les diodes.....	97
7 - CONCLUSION.....	101
9 - BIBLIOGRAPHIE.....	104
10 - ANNEXES.....	107

LISTE DES FIGURES

	Pages
Figure (1.1) : Schéma général d'un onduleur de tension triphasée.....	05
Figure (1.2) : Schéma général d'un onduleur MLI classique.....	07
Figure (1.3) : Schéma général d'un onduleur à lien résonnant CA.....	10
Figure (1.4): Schéma général d'un onduleur à lien résonnant CC.....	11
Figure (1.5): Schéma général d'un onduleur à commutation douce à pôles résonnants (OCDPR).....	13
Figure (1.6): Schéma général d'un onduleurMLI à bras résonnant.....	14
Figure (2.1): Schéma de principe d'un bras auxiliaire.....	18
Figure (2.2): Convertisseur CC-CC à courant de sortie réversible.....	21
Figure(2.3): Convertisseur monophasé à bras résonnant.....	22
Figure(3.1): Les différentes séquences de fonctionnement en (Mode actif).....	27
Figure (3.1.1): Séquences de fonctionnement en (Mode de récupération).....	28
Figure (3.2): Plan d'état du circuit résonnant principal(V_{C2}, i_L).....	37
Figure (3.3): Plan d'état du circuit résonnant auxiliaire(V_{Cc1}, i_L).....	37
Figure (3.4): Plan d'état d'un signal sinusoïdal amorti de 75%.....	40
Figure (3.5): Formes d'ondes de la tension et du courant dans les interrupteurs du type thyristor dual.....	43
Figure (3.6): Cycle de commutation (i_{T1}, V_{T1}) de l'interrupteur T1 du type thyristor dual.....	45
Figure (3.7): Tension V_{Cc1} au bornes de T1.....	55

Figure (3.8): Tension de sortie V_{C2}	55
Figure (3.9): Courant i_L sur un cycle de résonance.....	55
Figure (3.10): Courant dans le thyristor dual $T1$	55
Figure (3.11): Courant dans la diode antiparallèle à $T1$	55
Figure (3.12): Courant dans le thyristor dual $T2$	55
Figure (3.13): Courant dans la diode antiparallèle à $T2$	55
Figure (3.14): Courant dans la diode d'écrêtage D_c	56
Figure (3.15): Courant dans la diode de roue libre D_f	56
Figure (3.16.a): Plan de phase (i_L, V_{C2}).....	56
Figure (3.16.b): Plan de phase (i_L, V_{C1}).....	56
Figure (4.1): Schéma de principe d'un thyristor dual.....	58
Figure (4.2): Schéma électrique d'un thyristor dual modifié.....	63
Figure (4.3): Schéma du banc d'essai d'un thyristor dual.....	66
Figure (4.4): Courant et tension dans le thyristor dual.....	67
Figure (4.5): Cycle de commutation dans le thyristor dual.....	67
Figure (4.6): Formes d'onde du courant dans la charge (banc d'essai).....	67
Figure (5.1): Principe de la modulation MLI naturelle échantillonnée.....	70
Figure (5.2): Principe de la modulation MLI de type régulière échantillonnée.....	72
Figure (5.3): Calcul de la largeur de l'impulsion modulée.....	73
Figure (5.4): Schéma bloc du modulateur numérique monophasé.....	75
Figure (5.5): Circuit de commande pour l'onduleur à bras résonnant.. ...	78
Figure (5.6): Courant modulé dans la charge.....	79
Figure (5.7): Réponse dynamique vis à vis de la fréquence.....	79

Figure (5.8): Réponse dynamique vis à vis de l'amplitude de référence....	79
Figure (6.1): Un bras d'onduleur MLI classique.....	80
Figure (6.2): Courant dans T1 commandé par MLI.....	82
Figure (6.3): Onduleur MLI monophasé à bras résonnant.....	89
Figure (6.4): Plans de phase en mode actif.....	91
Figure (6.5): Plans de phase en mode de récupération.....	91
Figure (6.6): Courant dans l'inductance L et cycle de conduction des interrupteurs de puissance en mode actif.....	92
Figure (6.7): Courant dans l'inductance L et cycle de conduction des interrupteurs de puissance en mode de récupération.....	92

LISTE DES TABLEAUX

	pages
Tableau (1.1) : Principales caractéristiques des quatres nouveaux configurations d'onduleurs.....	16
Tableau (4.1) : Caractéristiques statiques et propriétés d'un thyristor dual.....	58
Tableau (6.1) : Evaluation théorique des performances d'un bras d'onduleur MLI classique.....	98
Tableau (6.2) : Evaluation théorique des performances d'un bras résonnant de l'OMBR.....	99

LISTE DES SYMBOLES

- A : Matrice d'état du bras résonnant
- B : Matrice de sortie du bras résonnant.
- C : Condensateur équivalent à C1 en parallèle avec C2 en F.
- C_B : Condensateur de base du bras résonnant en F.
- C_c : Condensateur d'aide à la commutation équivalent ($C_c = C_{c1} = C_{c2}$) en F.
- Exp: Exponentielle d'une matrice.
- f : Fréquence d'horloge en s^{-1} .
- f_B : Fréquence de base d'un bras résonnant ($1/f_B = 2\pi (L.C)^{1/2}$) en s^{-1} .
- f_s : Fréquence de commutation commandé en s^{-1} .
- f_m : Fréquence de l'onde de modulation en s^{-1} .
- f_n : Fréquence réduite ($f_n = f / f_B$) en pu.
- f_p : Fréquence de l'onde porteuse en s^{-1} .
- I : Courant dans la charge du bras résonnant en A.
- I_1 : Courant maximal dans L en A.
- I_2 : Courant minimal dans L en A.
- I_B : Courant de base du bras résonnant en A.
- I_b : Courant de base d'un transistor bipolaire en A.
- I_c : Courant de collecteur d'un transistor bipolaire en A.
- i_L : Courant dans l'inductance L du bras résonnant en A.
- i_{Ln} : Courant réduit dans l'inductance L en pu.
- I_M : Courant maximal dans la charge en A.
- I_n : Courant réduit dans la charge du bras résonnant en pu.
- I_n : Au (chap6): valeur de I au $n^{ième}$ créneau ($I_n = I_M \sin(n \Delta\theta - \phi)$) .

\hat{i}, \hat{v} : courant et tension maximal dans un composant à semiconducteur.

L : Inductance du bras résonnant en H.

L_B : Inductance de base du bras résonnant ($L_B = L$) en H.

L_c : Inductance de la charge en H.

L_r, C_r : Inductance et condensateur formant un circuit résonnant en H, F.

M : Indice de modulation.

N : Nombre de créneau par cycle de conduction de T1 ($N = E(f_p/2.f_m)$)
où E désigne la partie entière.

P_b : Pertes au blocage dans les composants de puissance en Watt.

P_c : Pertes en conduction dans les composants de puissance en Watt.

P_t : Pertes totales dans les composants de puissance en Watt

Q : Facteur de qualité du circuit oscillant L-C ($Q = Z_B/R_L$).

Q_{rr} : Charge recouvrée de D2 en Collumb.

R : Résistance de la charge en Ω .

R_L : Résistance de l'inductance L en Ω .

T : Période de commutation des interrupteurs d'un bras résonnant en Sec.

T_B : Période de base du bras résonnant ($T_B = 2 \pi (L.C)^{1/2}$) en Sec.

T_m : Période de l'onde de modulation en Sec.

t_n : Temps réduit en pu.

T_{on} : Temps pendant lequel le thyristor dual T1 conduit en sec.

T_{off} : Temps pendant lequel le thyristor dual T1 est bloqué en Sec.

t_{off} : Temps de bloquage du transistor principal T1 en Sec.

T_p : Période de l'onde porteuse ($T_p = 1/f_p$) en Sec.

t_{pw} : Largeur de l'impulsion modulée en Sec.

t_r : Temps de décroissance du courant dans T1 en Sec.

t_{rr} : Temps de recouvrement inverse de la diode D2 en Sec.

- U : Vecteur d'entrée de l'équation d'état.
 V_B : Tension de base du bras résonnant en V.
 V_{be} : Tension base émetteur d'un transistor bipolaire en V.
 V_C : Tension aux bornes du condensateur C2 en F.
 V_{C1} : Tension aux bornes du condensateur C1 en F.
 V_{Cc1} : Tension du condensateur d'aide à la commutation Cc1 en F.
 V_{C2} : Tension aux bornes du condensateur C2 en F.
 V_{Cc2} : Tension du condensateur d'aide à la commutation Cc2 en F.
 V_{ce} : Tension collecteur émetteur de T1 en V.
 V_{ceo} : Tension de base ouverte de T1 en V.
 V_{cex} : Tension de base polarisée en inverse en V.
 V_{Cn} : Tension réduite aux bornes du condensateur C2 en pu.
 V_M : Valeur maximale de la tension fondamentale à la charge en V.
 $V_m(t)$: Valeur instantanée du fondamental de la tension modulée en V.
 V_o : Tension de saturation d'un transistor bipolaire en V.
 V_{ref} : Tension seuil d'amorçage d'un thyristor dual en V.
 V_s : Tension continue de la source d'alimentation en V.
 V_α : Tension du condensateur d'aide à la commutation Cc1 en F.
 $V_{\alpha n}$: Tension réduite du condensateur d'aide à la commutation Cc1 en pu.
 X_n : Vecteur d'état du bras résonnant.
 Z_{Cc} : Impédance du circuit résonnant auxiliaire ($Z_{Cc} = (L/2C_c)^{1/2}$) en Ω .
 Z_B : Impédance caractéristique du bras résonnant ($Z_B = (L/C)^{1/2}$) en Ω .
 Z_T : Au (chap 6), $Z_T = Z_B$ en Ω .
 α : Valeur réduite du condensateur d'aide à la commutation Cc en pu.
 β : Gain en courant d'un transistor bipolaire.

- δ : Rapport cyclique ($\delta=T_{on}/T$).
- τ : Durée d'une séquence de fonctionnement du bras résonnant en Sec.
- χ : Paramètre d'optimisation ($\chi=I_{1m}/I_m$).
- τ_n : Valeur réduite de la durée τ en pu.
- ω_B : Pulsation de base du bras résonnant en rad.s^{-1} .
- ω_p : Pulsation de l'onde porteuse en rad.s^{-1} .
- ω_m : Pulsation de l'onde de modulation en rad.s^{-1} .
- ω_r : Pulsation du circuit résonnant L,C en rad.s^{-1} .
- $\cos(\phi)$:Facteur de puissance de la charge ($\phi= \arctg(L_c.\omega_m/R)$).
- $\Delta\theta$: Période de l'onde porteuse ($\Delta\theta=2\pi.\omega_m/\omega_p$) en rad.
- $\Delta\theta_{1n}$:Angle de conduction du transistor T1 au $n^{\text{ième}}$ créneau.
- $\Delta\theta_{2n}$:Angle de conduction du transistor T2 au $n^{\text{ième}}$ créneau.

INTRODUCTION

De nos jours, les idées directrices des ingénieurs de conception en électronique de puissance s'articulent autour de trois axes: performance, poids et prix. L'évolution de la technologie LSI, des interrupteurs de puissance et ceux de synthèse permettent de relever ce défi. Le domaine de la conversion tension continu-tension alternative (CC-CA) ne fait pas l'exception. En effet, les récents travaux de recherche sont orientés vers le développement de nouvelles structures de convertisseurs permettant de réaliser des onduleurs compacts, légers, économiques et performants.

Les premiers travaux de recherche faits dans ce sens ont permis d'élaborer l'onduleur de tension à Modulation de la Largeur d'Impulsions MLI (" Pulse Width Modulation") qui a gagné une grande popularité dans le domaine de la conversion CC-CA de puissance allant de 100 W à 10 kW [1]. Le choix de cette structure réside dans sa simplicité et la possibilité de contrôler la valeur efficace , la fréquence et le contenu en harmoniques du signal de sortie.

Dans le cas de l'alimentation de moteurs asynchrones à vitesse variable, l'augmentation de la fréquence de commutation est très désirable afin d'avoir un meilleur spectre du signal de sortie ainsi qu'une réduction du bruit acoustique et des interférences électromagnétiques.

Cependant, l'onduleur de tension à MLI classique fonctionne en mode de commutation d'ère ce qui engendre toujours des pertes durant les commutations, des court-circuits transitoires de la source d'entrée, des interférences électromagnétiques etc. Ceci limite la commande des interrupteurs de l'onduleur à basse fréquence, c'est-à-dire dans la bande

de fréquence du spectre audible, nécessitant ainsi l'utilisation des filtres encombrants.

De récents travaux de recherche ont porté sur la détermination de nouvelles structures d'onduleurs conduisant à des meilleures performances, en utilisant la technique de la commutation douce. Celle-ci repose sur l'hypothèse que la fréquence de commutation, le rendement et la sûreté de fonctionnement peuvent être augmentés à condition de privilégier les commutations des interrupteurs en minimisant les contraintes qui leurs sont appliquées.

Dans une première alternative le progrès technologique a permis le développement des onduleurs à commutation douce basés sur le principe du lien résonnant. On distingue deux topologies, la première est celle des onduleurs à lien résonnant CA qui utilise un circuit résonnant parallèle entre la source de tension continue et les bras de l'onduleur [2]. Cependant, cette topologie n'a pas gagné suffisamment de faveurs chez les industriels pour réaliser les entraînements à vitesse variable, vu qu'elle demande un grand nombre d'interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension, réalisés par la mise en anti-parallèle de deux transistors ou de deux thyristors. La deuxième topologie est celle des onduleurs à lien résonnant CC [3], qui possède une structure simple; elle utilise des interrupteurs unidirectionnels comme l'onduleur classique. Cependant, cette topologie présente des problèmes de surtension dans le lien résonnant qui peuvent avoir des effets néfastes sur les interrupteurs. De plus leur commande est extrêmement complexe et difficile à implanter.

Une seconde alternative a été développée récemment; elle repose sur l'utilisation de bras d'onduleur à résonance. Deux topologies sont à

distinguer, la première est celle de l'onduleur à commutation douce à pôle résonnant ("Soft Switched Resonant Pole Inverter") [4]; elle apporte des améliorations fort appréciables mais sa commande reste assez complexe à réaliser. La seconde est celle de l'onduleur MLI à bras résonnant ("Rugged Soft Commutated PWM Inverter") [5] développée au sein du laboratoire du groupe de recherche en électronique industrielle de l'UQTR. Elle combine les avantages de la commutation douce et de la commande à MLI.

Dans ce projet de recherche, on va présenter une comparaison qualitative entre les récentes structures d'onduleurs qui permettra de spécifier la structure la plus avantageuse. On exposera, par la suite, le principe de fonctionnement de l'onduleur MLI à bras résonnant, l'analyse du fonctionnement de ce convertisseur, la méthode de synthèse d'un bras d'onduleur à commutation douce. On proposera une nouvelle méthodologie de conception basée sur l'optimisation de la dissipation thermique dans les composants à semiconducteurs du convertisseur, ce qui permettra l'évaluation optimale des paramètres réactifs du convertisseur. Une simulation du comportement du convertisseur sera faite pour confirmer le choix optimal des composants. On exposera, par la suite, le principe de la commutation douce, la notion de dualité appliquée à la réalisation de nouveaux interrupteurs de synthèse, à savoir le thyristor dual de puissance, dont on présentera son nouveau schéma de commande modifié, de même que certains résultats expérimentaux permettant de relever les performances d'un bras résonnant. Par la suite, afin de saisir le nouveau développement technologique dans le domaine de la commande MLI numérique, on présentera les trois approches de modulation récentes

et on retiendra la technique de modulation de type régulière symétrique échantillonnée sinusoïdale dont on donnera la technique de son implantation pratique et on notera ses performances. À la fin, on présentera une comparaison quantitative entre un bras d'onduleur MLI classique et un bras résonnant, l'établissement d'un bilan de dissipation thermique nous permettra de confirmer la supériorité de ce dernier et on montrera ainsi que cette nouvelle structure a une topologie prometteuse pour la génération future des convertisseurs CC-CA utilisés dans les entraînements à vitesse variable de haute performance.

CHAPITRE 1

COMPARAISON DES PRINCIPALES STRUCTURES D'ONDULEURS UTILISÉS POUR DES ENTRAÎNEMENTS À COURANT TRIPHASÉ

1.1 Onduleur de tension optimum :

Le symbole usuel d'un onduleur de tension triphasée est donné par la figure 1.1. Ce schéma symbolise la transformation de l'énergie électrique d'une source continue en une source alternative. Notre travail se limite au cas des onduleurs statiques triphasés alimentés par une source de tension continue.

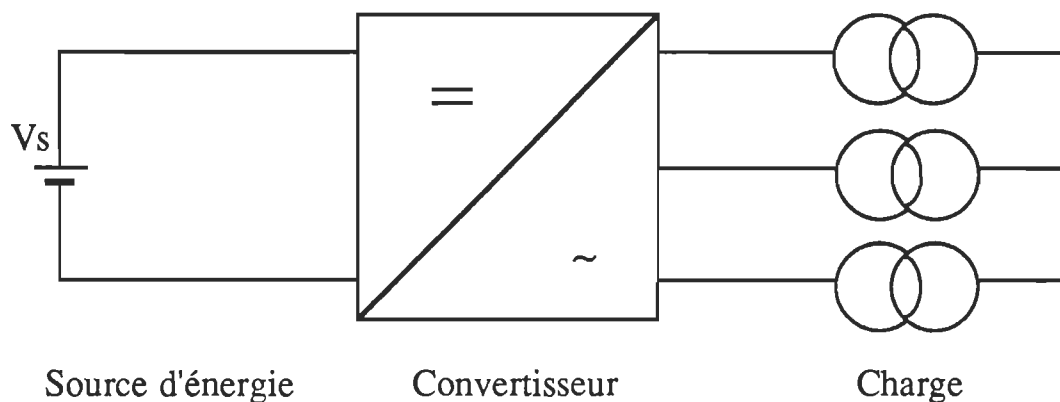


Figure 1.1: Schéma général d'un onduleur de tension triphasée.

Le bloc de conversion constitue le convertisseur de puissance; il est dit optimum s'il répond aux spécifications suivantes:

- des pertes par commutation négligeables. Ceci contribue a

augmenter la fiabilité et le rendement du convertisseur lorsqu'on augmente la fréquence de commutation,

- une fréquence de commutation supérieure à celle du spectre audible (> 18 kHz), ce qui élimine les bruits acoustiques et améliore la dynamique du système,

- des petits composants réactifs, ce qui permet de réduire le volume, le poids, le prix des éléments de stockage et l'encombrement,

- des faibles gradients de courant et de tension, pour ne pas générer des perturbations électromagnétiques,

- insensible aux problèmes des courants de recouvrement inverses et aux paramètres secondaires tels que les éléments parasites des interrupteurs de puissance (condensateur) ou du câblage (inductance),

- commande souple avec une réponse rapide aux situations transitoires, stabilité de fonctionnement.

L'ordre prioritaire de ces objectifs varie selon l'utilisation envisagée.

1.2 Structures des onduleurs triphasés :

De nos jours, on peut classer les onduleurs de tension triphasée en deux grandes familles:

- les onduleurs de tension triphasée à commutation dure,
- les onduleurs de tension triphasée à commutation douce.

1.2.1 Les onduleurs de tension triphasée à commutation dure :

Pour les onduleurs à commutation forcée il existe plusieurs variantes de montage et de mode de fonctionnement. Le plus souvent on utilise les onduleurs MLI triphasés pour des entraînements à courant triphasé. L'alimentation des moteurs asynchrones à vitesse variable en est un

exemple.

1.2.1.1 Onduleur MLI triphasé :

Le commutateur de courant triphasé ("Auto-Sequential Commutated current Source Inverter" (ASCI)) autrefois largement utilisé est presque complètement remplacé par l'onduleur de tension MLI à GTO ou à transistor (figure 1.2). La charge est connectée normalement en étoile, avec le point neutre relié pour annuler les harmoniques d'ordre multiple de trois. L'augmentation de la fréquence de commutation (à peu près de 500 Hz à 2 kHz pour une puissance de 1-25 kW) étant le résultat du développement technologique des interrupteurs rapides, également dû à une approche topologique; le concept du circuit d'amortissement "snubber" qui permet de contrôler le cycle de commutation. Cependant, l'objectif recherché de commuter à haute fréquence sans générer ni pertes ni perturbations n'était pas atteint.

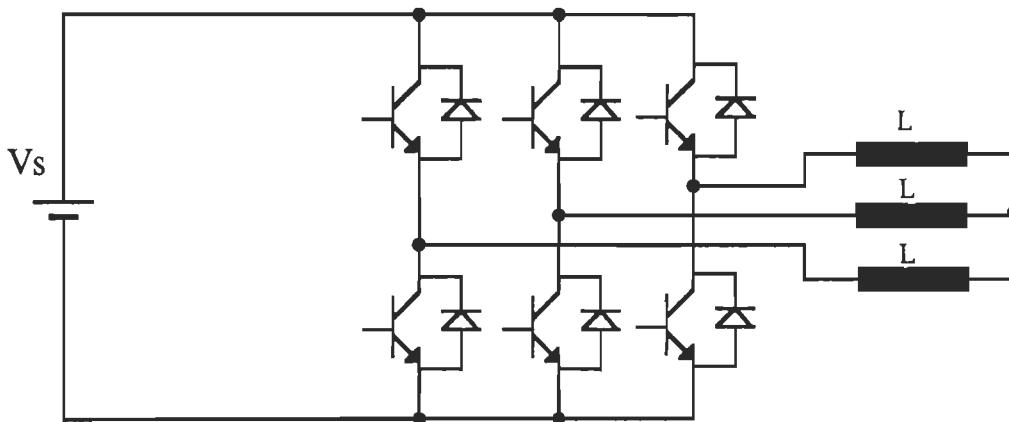


Figure 1.2 : Schéma général d'un onduleur MLI.

a) Avantages et inconvénients:

Dans l'optique de la commande à vitesse variable, l'onduleur MLI a l'avantage d'éviter les harmoniques hautes fréquences (cause des pertes supplémentaires) et basses fréquences (qui module le couple moteur) [6]. Il permettent d'une façon simple et efficace de contrôler la valeur efficace, la fréquence et le contenu en harmoniques de la tension de sortie. Cependant certains problèmes sont à signaler à savoir :

- une diminution de la fréquence de fonctionnement réduit les pertes par commutation, mais augmente considérablement le taux d'harmoniques dans la tension de sortie nécessitant l'utilisation des filtres en combrants,
- l'apparition de surtensions importantes à la sortie de l'onduleur ,
- le phénomène de recouvrement inverse dans les diodes et les interactions des circuits d'amortissement, provoquent des court-circuits transitoires de la source de tension continue augmentant ainsi les contraintes sur les interrupteurs,
- la présence du bruit acoustique à la fréquence de commutation peut être très désagréable,
- l'apparition des interférences électromagnétiques.

Il est bien évident que l'onduleur de tension MLI ne satisfait pas aux critères d'un convertisseur optimum.

1.2.2 Onduleurs de tension triphasée à commutation douce:

Pour combler les lacunes de l'onduleur MLI classique, de récents travaux de recherche ont abouti à la découverte d'une nouvelle génération d'onduleur à commutation douce, basée sur le concept de la commutation à tension nulle. Dans une première alternative on a découvert les

onduleurs à lien résonnant classifiés en deux catégories:

- l'Onduleur à Lien Résonnant CA (OLRCA), ("AC Link Resonant Converter", ou encore, "Resonant AC-Power Interface Inverter"),
- l'Onduleur à Lien Résonnant CC (OLRCC), ("Resonant DC Link Converter").

Dans une seconde alternative on a découvert les onduleurs à bras résonnant dont on a retenu deux configurations principales :

- l'Onduleur à Commutation Douce à Pôles Résonnant (OCDPR), ("Soft Switching Resonant Pole Inverter"),
- l'Onduleur MLI à Bras Résonnant (OMBR), ("Rugged Soft Commutated PWM Inverter ").

1.2.2.1 Onduleurs à lien résonnant :

Les configurations des convertisseurs à lien résonnant ont été découverts pour la première fois par Bedford en 1973 [7] et ont été développés par Pelly et Gyugi [8]. La première discussion en littérature était faite par Espalage et B.K.Bose [9]; leur essort actuel revient aux travaux de recherche menés par en premier lieu, Divan [1], Klassen [2], B.K.Bose [3], Lipo [10] et d'autres.

1.2.2.1.1 Onduleur à lien résonnant CA:

La configuration d'un tel convertisseur est donnée par la figure 1.3 . Le circuit de puissance est muni d'une liaison à résonance parallèle de haute fréquence dans le chemin direct de transfert d'énergie, qui permet de réaliser la commutation à tension nulle. Le fonctionnement du convertisseur exige l'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels en courant

et en tension.

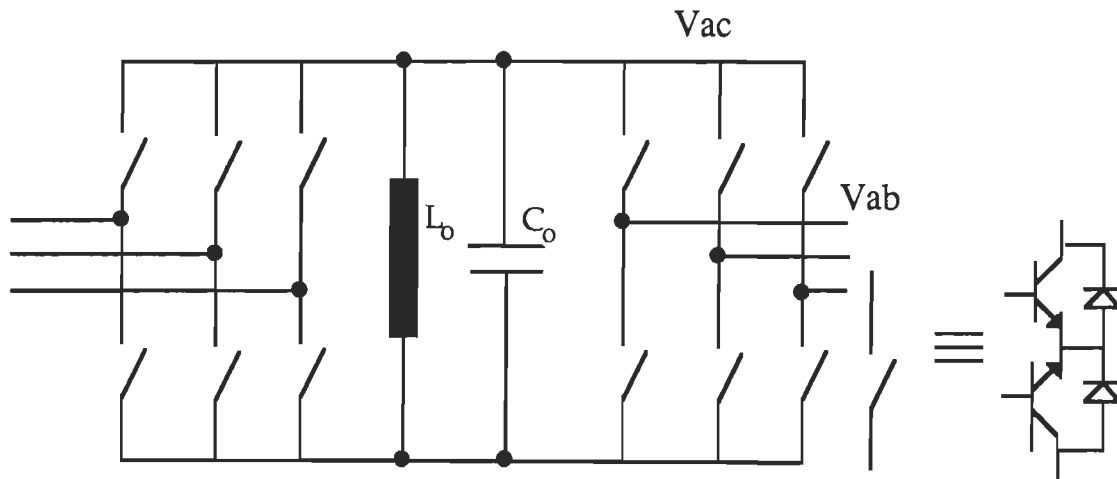


Figure 1.3 : Schéma général d'un onduleur à lien résonnant CA.

a) Avantages et inconvénients:

L'onduleur à lien résonnant CA rend possible l'obtention d'un facteur de puissance égal à l'unité, Un rendement proche de 90% peut être atteint et un facteur de distorsion harmonique très faible peut être aussi observé.

Cependant, certains problèmes sont à signaler à savoir:

- la nécessité d'utiliser un grand nombre d'interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension ,
- le système est très encombrant ,
- le circuit résonnant LC transite de très forte puissance à la charge et des courants de circulation très importants. Par conséquent, les éléments résonnants ont des puissances apparentes considérables ,
- le contrôle est très complexe.

1.2.2.1.2 Onduleur à lien résonnant CC:

C'est l'un des convertisseurs qui a attiré le plus d'attention il est découvert par Divan [1] et discuté par plusieurs chercheurs tel que B.K.Bose [3] et autres. La structure de base du convertisseur est montrée par la figure 1.4. La tension du lien résonnant doit passer périodiquement par zéro pour commuter les interrupteurs à tension nulle. Un contrôle adéquat du courant dans l'interrupteur S avant son ouverture permettra d'assurer l'établissement du cycle résonnant désiré dans le lien malgré son facteur de qualité de valeur fini.

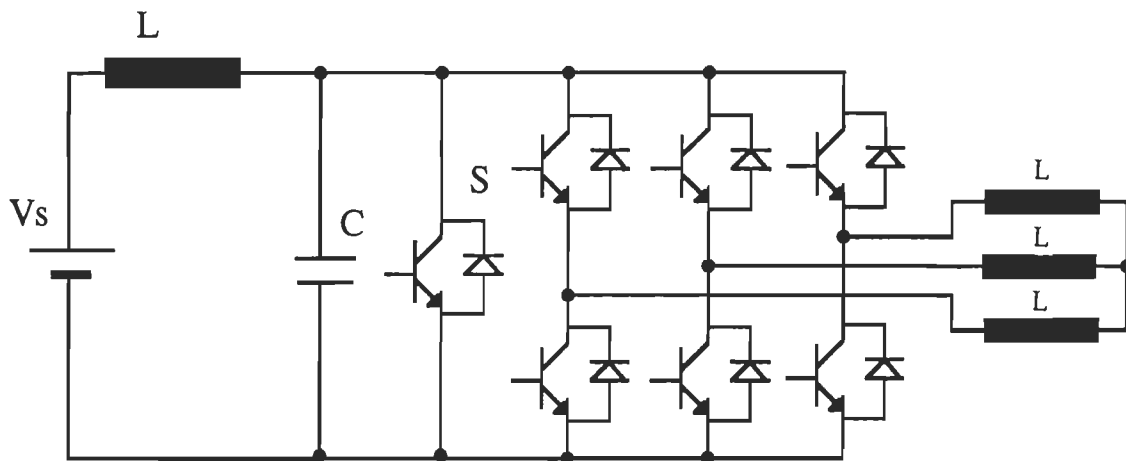


Figure 1.4: Schéma général d'un onduleur à lien résonnant CC.

a) Avantages et inconvénients :

Cette structure d'onduleur a un certain nombre d'avantages si l'on le compare à l'onduleur à MLI. Les pertes par commutation qui dominent principalement l'onduleur MLI disparaissent, ce qui résulte en une amélioration du rendement, de la fiabilité, de la fréquence de commutation donc du comportement dynamique, de la densité de

puissance et du prix des éléments réactifs.

Cependant, on identifie les problèmes suivants:

1) Surtension : Les problèmes de surtension sont devenus importants dans les convertisseurs à lien résonnant CC. Si l'onduleur opère à vide, le pic de tension dans le lien résonnant monte à $2 V_s$. En branchant la charge, on peut dépasser cette limite à plus que $3 V_s$. Des deux circuits d'écrêtage "clamping" ont été proposés par Divan [11], dont l'un est en circuit actif; le circuit actif présente certaines lacunes et ne semble pas résoudre efficacement le problème.

2) Passage par zéro : Le raté de passage par zéro de la tension peut avoir lieu dû au facteur de qualité Q (de valeur fini) du lien résonnant. Divan a proposé le contrôle du courant dans S , mais les fluctuations du courant de sortie bidirectionnel par nature, peuvent causer le raté de passage par zéro et même aggraver le problème de surtension. B.K.Bose et al [3] ont établi une solution quantifiée pour optimiser le courant initial dans L , mais l'implantation pratique de la loi de commande basée sur des algorithmes numériques de prédiction des courants semble être très compliquée.

3) Ondulation du courant de phase: (Dû principalement au manque de résolution dans la modulation de la largeur d'impulsion). Une des difficultés des convertisseurs à lien résonnant est que l'onduleur est supposé de commuter à tension nulle causant ainsi une commande MLI intégrale(MLII) par nature ("IPWM") qui consiste à moduler la densité d'impulsion. Ce manque de résolution dans la largeur d'impulsion cause des pics de courant assez élevés. Pour éliminer ce problème, la fréquence de résonance doit être très élevée de telle sorte que l'intégrale de

l'impulsion (Volts.sec) soit minimale. Mais jusqu'à nos jours, le convertisseur à lien résonnant fonctionne à des fréquences ne dépassant pas pratiquement 20 kHz.

1.2.2.2 Onduleur à bras résonnant :

De nos jours, le développement de nouvelles structures d'onduleur à bras résonnant fait l'objet de plusieurs thèmes de recherche [12]. Deux configurations principales sont à retenir à savoir: L'Onduleur à Commutation Douce à Pôles Résonnant (OCDPR) montré par la figure 1.5 et l'Onduleur MLI à Bras Résonnant (OMBR) donnés par la figure 1.6 . Toute-fois il est à signaler la présence d'une nouvelle topologie de convertisseur à bras résonnant qui vient d'être développer par MC. Murray et R.W.De Doncker [13].

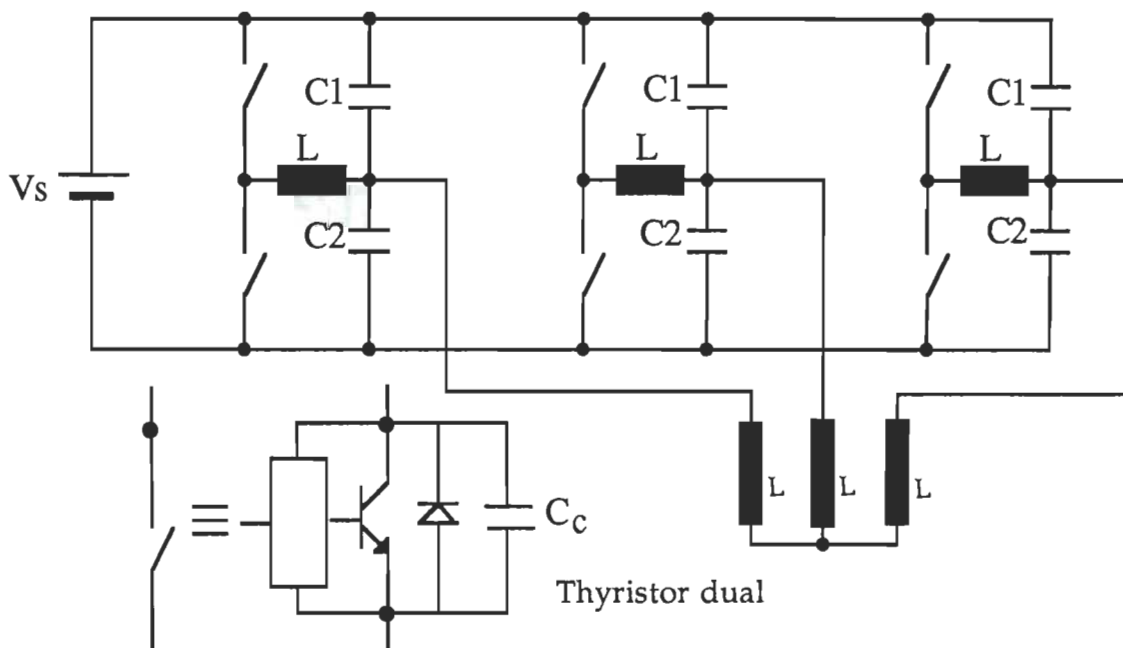


Figure 1.5 : Schéma général de l'onduleur à commutation douce à pôles résonnants (OCDPR).

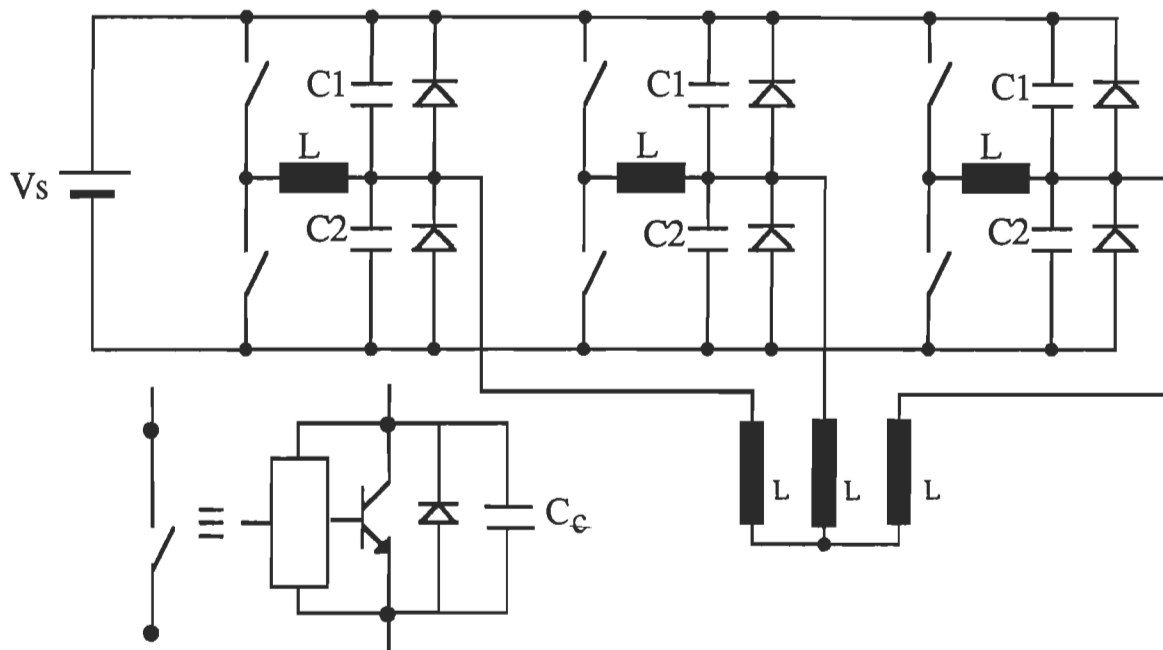


Figure 1.6: Schéma général de l'onduleur MLI à bras résonnant (OMBR).

1.2.2.2.1 Comparaison entre les deux structures d'onduleur OMBR et OCDPR :

1) Méthode de commande : Dans le cas du OMBR la technique classique de modulation de la largeur d'impulsion est appliquée, où l'angle de commutation résulte de la comparaison d'une sinusoïde de référence avec une onde triangulaire de haute fréquence. Cette technique est simple, facile à implanter et peut fonctionner en boucle ouverte. Dans le cas de l'onduleur OCDPR, la commande est considérablement très complexe. En effet, à chaque phase on doit disposer d'un capteur de tension et de courant, la tension mesurée est ensuite appliquée à l'entrée d'un contrôleur à hystérésis adaptatif dans lequel la largeur de l'hystérésis varie comme fonction non linéaire de la tension de sortie.

2) Niveau maximal du courant de sortie : Les points stationnaires dans le cycle de fonctionnement du OMBR permet de limiter le niveau maximal du courant de sortie à V_s/Z_r indépendamment de la fréquence de commutation. Cependant, pour le OCDPR, durant la séquence de croissance linéaire du courant dans l'inductance L , le courant peut atteindre des valeurs très élevées limitées uniquement par le circuit de contrôle extérieur, par conséquent, le courant maximal dans la charge ne dépend que de la valeur tolérée par les composant du convertisseur.

3) Protection contre les courants de surcharge : Le OMBR possède un très important avantage, en ce sens il peut être conçu avec une protection naturelle contre les courants de surcharge. En effet il y a une certaine valeur du courant au dessus de laquelle il n'y aura pas de passage par zéro de la tension aux bornes des interrupteurs, ce qui assure leurs blocage naturel en cas de court-circuit. Tandis que le OCDPR n'a aucune protection contre les courants de surcharge, sauf par un circuit extérieur qui doit avoir un temps de réponse très rapide pour pouvoir éviter tout risque d'endommagement des équipements et des composants du convertisseur

4) Pertes par commutation : Par rapport à l'onduleur MLI, le OMBR et le OCDPR soulagent les interrupteurs de plusieurs contraintes thermiques et électriques à qui ils sont soumis. Cependant, dans le OMBR les pertes par commutation sont diminuées au détriment des pertes par conduction qui sont augmentées. L'avantage majeur du OCDPR sur le OMBR et qu'il envisage de faible pertes, par conduction et par commutation, et ceci à cause de deux raisons principales:





a) La structure OMBR utilise deux diodes auxiliaires

supplémentaires, une diode d'écrêtage et une autre de roue libre, leur tension directe contribue à l'augmentation des pertes par conduction .

b) Pour le OCDPR le courant dans le circuit résonnant est proportionnel au courant de charge, alors que pour le OMBR le courant résonnant a une composante fixe qui laisse apparaître des pertes même en fonctionnement à vide .

Il est finalement intéressant de terminer cette étude comparative par un tableau (Table 1.1) qui résume les principales caractéristiques des quatres configurations.

Table 1.1 :

	Onduleur MLI	Onduleur à lien résonnant CA	OMBR	OCDPR
Tension de sortie				
Pertes par commutation	Proportion- nelle à f	nulle	– nulle à l'amorçage. – négligeable au blocage.	
Protection	utilisation de snuber	aucune	Capacité auxiliaire minimise les pertes à toff	
Contrainte de tension	V_s	$2 V_s$	V_s	
Commande	simple, très connue	très compliquée MILI (1)	simple, très connue	compliquée
Contrainte de commutation	aucune	tension nulle aux bornes de C	$i_{charge} \leq I_{max}$	$i_L \geq i_{calculer}$
Protection -surchage-	aucune	aucune	interne	aucune
Fréquence de commutation	basse	haute		

(1) MILI : Modulation intégrale de la largeur d'impulsions.

CHAPITRE 2

ONDULEUR MLI TRIPHASÉ À BRAS RÉSONANT (OMBR)

2.1 Principe :

Le convertisseur de tension triphasée à bras résonnant est montré à la figure 1.6. Il a une structure modulaire, les trois bras du convertisseur sont alimentés par la même tension continue V_s , l'analyse d'un seul bras nous permet de retrouver le fonctionnement global du convertisseur. Le schéma d'un bras auxiliaire du convertisseur est montré à la figure 2.1. Les interrupteurs T1 et T2 sont du type thyristor dual, leur blocage est commandé et leur amorçage est spontané (à zéro tension). Ils permettent de découper la tension continue en bloc rectangulaires (en fait légèrement trapézoïdaux du fait de la commutation douce). Le signal de sortie a une valeur moyenne sinusoïdale dont la valeur efficace, la fréquence et le contenu en harmonique est contrôlable par la commande MLI.

La logique de commande n'autorise pas la fermeture de deux interrupteurs d'un même bras au même instant (l'amorçage spontané d'un interrupteur ne se fait qu'après avoir réalisé le blocage complet de l'interrupteur qui lui est adjacent); ainsi, durant les transitions de commutation, le convertisseur est extrêmement insensible aux facteurs tels que le courant de recouvrement des diodes ou la dispersion des valeurs des temps de stockage des transistors. La perte de la commutation douce qui peut avoir lieu si le courant de charge devient supérieur à $V_s.(C/L)^{1/2}$ se traduit par l'arrêt du convertisseur. Par conséquent, une telle technique de commutation supprime radicalement tout court-circuit

transitoire de la source de tension continue. De plus, les contraintes en tension et en courant, dv/dt et di/dt ainsi que les pertes par commutations sont réduites au maximum par optimisation des paramètres réactifs du circuit résonnant (voir chapitre3).

Ce convertisseur peut assurer les deux modes de fonctionnement (actif et de récupération) tant que le courant de sortie est compris entre $(\pm V_s \cdot (C/L)^{1/2})$.

2.2 Topologie d'un bras résonnant [14] :

2.2.1 Schéma de principe :

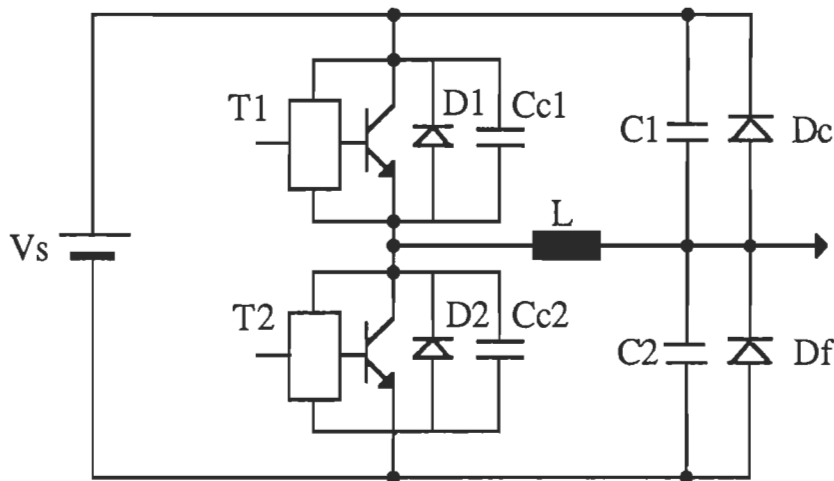


Figure 2.1 : Schéma de principe d'un bras auxiliaire.

2.2.2 Description :

La structure principale d'un bras de l'onduleur de tension à commutation douce découle de celle de l'onduleur MLI classique qui est constituée par deux transistors bipolaires adjacents T1 et T2 avec des

diodes en anti-parallèle [15].

L'inductance L assure deux fonctions: elle joue le rôle d'un élément de stockage inductif de l'énergie durant la phase active (point stationnaire A, figure 3.2), et celui d'un élément de résonance durant les transitions de commutation. Les condensateurs $C1$ et $C2$ (équivalents à un seul condensateur $C=C1+C2$ en parallèle avec Df) forme avec L le circuit de résonance principal (L,C); ils sont connectés respectivement en parallèle avec la diode de roue libre Df et la diode d'écrêtage Dc . Les condensateurs $Cc1$ et $Cc2$ sont des éléments d'aide à la commutation; au moment du blocage, ils ralentissent la montée de la tension aux bornes de l'interrupteur $T1$ (respectivement $T2$).

La figure 2.1 montre que le condensateur de sortie du transistor et le condensateur de jonction de sa diode anti-parallèle sont utilisées comme des éléments du circuit d'aide à la commutation. De façon similaire, les condensateurs parasites de Df et Dc sont incorporées avec les condensateurs de résonance $C1$ et $C2$.

Cette topologie permet alors:

- l'amorçage à zéro tension des deux transistors de puissance $T1$ et $T2$,
- d'affranchir les problèmes des courants inverses de recouvrement.

Puisque d'après le mécanisme de commutation d'un thyristors dual, synthétisé à partir d'un transistor bipolaire et d'une diode en anti-parallèle, c'est seulement à l'amorçage que la diode est utilisée. Le blocage du thyristor dual est assuré par le semiconducteur commandé.

- la commutation à zéro tension tire partie des condensateurs parasites des interrupteurs de puissance (interrupteurs commandés et diodes); ces condensateurs peuvent, en effet, être considérées comme une partie

intégrante du circuit d'aide au blocage.

Même si les inductances de câblage et les inductances parasites des semi-conducteurs sont, dans ce cas, des défauts, il y a certaines considérations techniques qui rendent leurs effets moins importants [16]

Le schéma de base des interrupteurs T1 et T2 est montré à la figure 4.1. Quand le système de commande de base détecte une tension nulle aux bornes de l'interrupteur, il réalise son amorçage spontané dès que sa diode en anti-parallèle arrête de conduire le courant inductif. À l'amorçage les pertes dues à la commutation sont presque éliminées. Cependant, au blocage, les interrupteurs sont protégés contre les pertes excessives par les condensateurs Cc1 et Cc2.

Les conditions de commutation pour les diodes sont favorables, D1 et D2 se bloquent à zéro courant et sont suivies par l'amorçage spontané à zéro tension de T1 et T2. Ainsi, des diodes lentes peuvent être utilisées. De plus, les (dv/dt) appliqués sur Df et Dc sont limités par les condensateurs de résonance et les (di/dt) au blocage sont limités par l'inductance L qui permet la commutation efficace à de très haut niveau de fréquences (> 20 kHz).

2.3. Différentes structures de convertisseurs à bras résonnant:

Chaque bras résonnant constitue un module qui fonctionne de façon indépendante. L'association de deux ou de plusieurs bras en parallèle permet de trouver des nouvelles configurations à savoir :

2.3.1 Configuration dévolteure:

La tension continue peut être convertie en une tension régulée avec un simple bras résonnant comme c'est montré par la figure 2.2. La

tension moyenne à la sortie est trouvée proportionnelle au rapport cyclique et peut varier de zéro à V_s .

Une application typique de ce convertisseur est de réaliser la régulation d'une source de tension continue variable; de plus, la récupération d'énergie est possible dans ce convertisseur, ce qui permet de l'utiliser dans le domaine des entraînements des machines à courant continu à deux quadrants. Il peut fonctionner pour toutes charges comprises entre la marche à vide et le court-circuit.

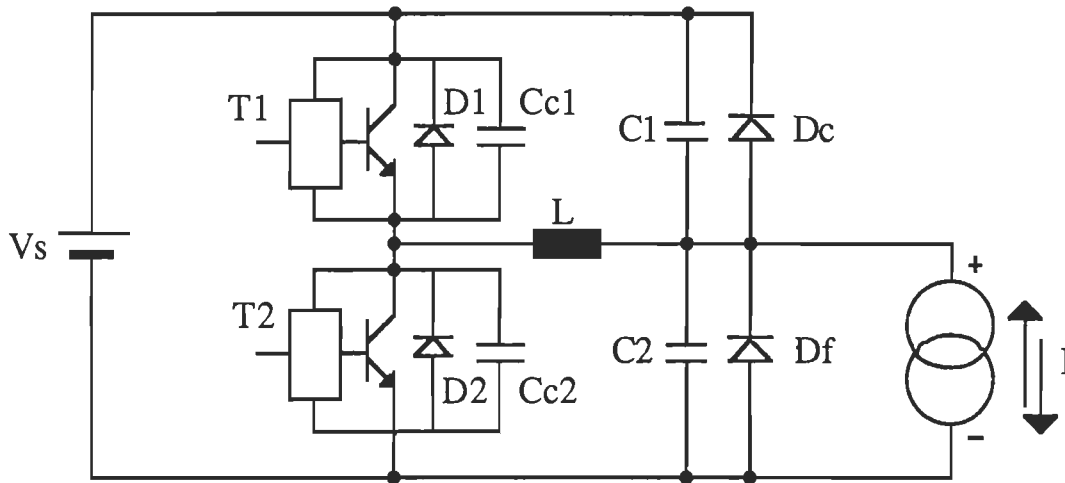


Figure 2.2: Convertisseur CC-CC à courant de sortie réversible.

2.3.2 Configuration monophasée:

En variant le rapport cyclique autour de 50%, la tension continue CC peut être modulée telle que le bras résonnant génère à la sortie une onde sinusoïdale de basse fréquence et de valeur moyenne égal à $(V_s/2)$. Ainsi, avec la combinaison de deux bras résonnant placés en parallèle, on peut obtenir un système de tension monophasée à la sortie, de forme sinusoïdale. La structure du convertisseur proposé est donnée par la figure 2.3.

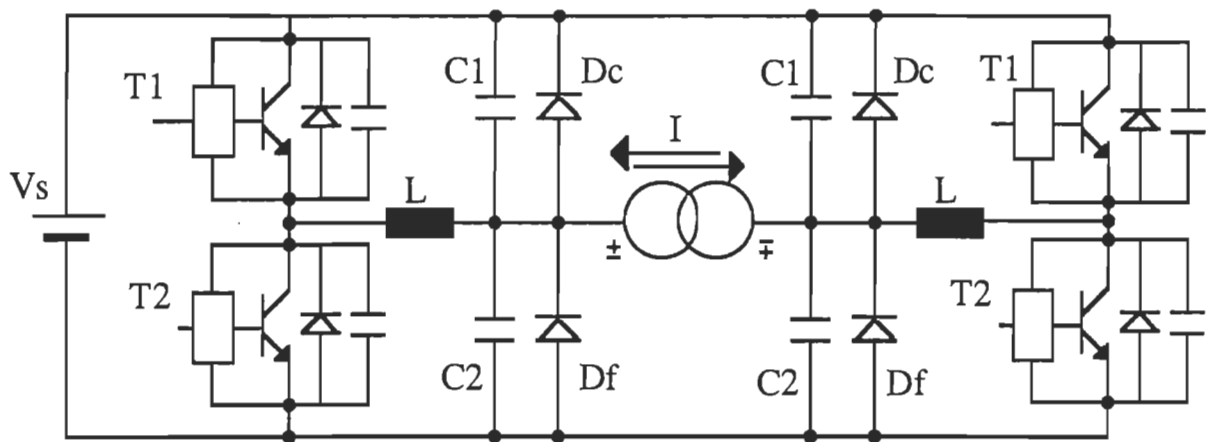


Figure 2.3: Configuration monophasée.

Le fonctionnement d'un tel convertisseur est similaire à celui d'un onduleur monophasé classique sauf que, dans notre cas, la commutation des interrupteurs est privilégiée, ce qui permet d'avoir une fréquence de commutation, un rendement et une sûreté de fonctionnement très favorables .

2.3.3 Configuration triphasée :

Un système triphasé équilibré peut être obtenu par l'association de trois bras de circuits résonnants tel que montrer par la figure 1.6.

Ce convertisseur est capable d'alimenter une charge triphasée déséquilibrée avec un facteur de puissance quelconque. Par exemple, on peut réaliser un entraînement à vitesse variable d'un moteur asynchrone triphasé. Selon les spécifications données par le cahier de charge, tous les éléments du circuit peuvent être calculés de façon optimale.

2.3.3.1 Fonctionnement à basse fréquence:

La commutation est initiée par l'amorçage forcé de deux interrupteurs, ce qui permet de charger au préalable les inductances de résonance L pour enclencher le cycle d'amorçage spontané des semiconducteurs commandables au blocage.

L'inductance de résonance L doit être bien calculée pour maintenir l'oscillation dans un bras du convertisseur et le couplage inductif entre la charge et la source d'alimentation.

La tension qui apparaît aux bornes de la machine à induction n'est autre que la tension des condensateurs $C1$ et $C2$ (voir figure 1.6) élaborée par la commande à modulation de la largeur d'impulsions. Les forces électromotrices de la machine sont ainsi sinusoïdales, l'égèrement affectées par les commutations.

La fréquence des commutations dans le convertisseur (20 kHz) est très supérieure à celle d'un onduleur classique (5 kHz). L'avantage important qui en résulte est qu'elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage et diminue l'encombrement..

L'essor de la modulation de la largeur d'impulsions utilisée dans la commande du convertisseur est lié aux progrès des techniques de la commutation douce. Ceci a permis d'augmenter le nombre des commutations en minimisant les pertes excessives.

On détermine en temps réel les instants d'ouverture des interrupteurs selon la technique de la modulation de type régulière symétrique simple et les interrupteurs sont ensuite commandés numériquement par un ensemble de circuit de mémoire à travers des circuits de périphériques.

CHAPITRE 3

SYNTHÈSE D'UN BRAS RÉSONNANT

3.1 Introduction :

Le schéma simplifié d'un bras d'onduleur à résonance est déjà donné par la figure 2.1. Deux circuits à résonance seront identifiés durant l'amorçage spontané et le blocage commandé des interrupteurs actifs.

Le fonctionnement d'un bras du convertisseur sera décrit dans ce qui suit. Initialement, on suppose que la tension $V_{C2}(0)=V_{Cc2}(0)=0$ (figure 2.1) et le courant $i_L(0)=0$. La figure 3.1 montre les différentes séquences de fonctionnement d'un bras résonnant et leurs enchaînement. Ces séquences sont déterminés à partir d'une étude simplifiée dans le plan d'état en supposant que les semiconducteurs sont représentés par une impédance infinie à l'état bloqué et à l'état passant par un court-circuit. Durant un cycle de résonance, le courant I dans la charge est supposé constant. Notons que le courant I est bidirectionnel par nature. Durant le fonctionnement en mode actif, le courant I est positif et le bras à résonance décrit les séquences de fonctionnement de la figure 3.1. En mode de récupération, vu la symétrie de la structure d'un bras vis à vis de la charge, les séquences de fonctionnement sur un cycle résonnant seront ceux de la figures 3.1.1.

L'étude dans le plan d'état d'un bras d'onduleur à résonance nous montre l'existence de deux points stables dans le cycle de fonctionnement. Le premier ayant lieu à $(V_{C2}(t)=V_s, i_L(t)=I_1)$ et le second à $(V_{C2}=0, i_L(t)=I_2)$ voir la figure 3.2. La durée de ces points stables est contrôlable par les temps de conduction de $T1$ et $T2$. La commande par modulation de la largeur

d'impulsions est donc possible avec ce circuit.

Par conséquent, le convertisseur à bras résonnant possède les propriétés remarquables de la commutation douce tout en ayant la possibilité d'appliquer la technique de la modulation de la largeur d'impulsions (MLI), d'où l'appellation donnée à cette nouvelle structure d'onduleur: onduleur triphasé (MLI) à bras résonnant

Un système de tension triphasée ou monophasée peut être obtenu par l'association en parallèle de deux ou de trois bras auxiliaires à résonance comme c'est montré par les figures 1.6.et 2.3

3.2 Les différentes séquences de fonctionnement:

On va décrire le fonctionnement d'un bras résonnant, durant le mode actif où le courant I est supposé positif et celui dans l'inductance L est supposé initialement positif et non nul.

Mode actif: (Figure 3.1)

A) T2 bloqué:

1. Séquences (1.a.1) et (1.a.2) : Quand l'interrupteur T2 est bloqué le courant dans l'inductance L ne peut pas s'annuler brusquement et doit assurer sa continuité à travers la diode $D1$, en antiparallèle avec $T1$. Durant cette séquence le courant dans l'inductance croît linéairement pour atteindre la valeur du courant dans la charge ce qui déclenche la diode Df .

2. Séquence (2.a) : Le courant dans l'inductance L est égal au courant dans la charge I , à cet instant la charge devient connectée à la source de tension continue à travers le circuit résonnant (L, C), ($C=C1//C2$).

3. Séquence (3.a) : La diode Dc va entrer en conduction afin de limiter le niveau maximal de la tension de sortie à V_s . Cette diode remplace les circuits

d'écrêtage proposés par Divan [11].

B). T1 Bloqué:

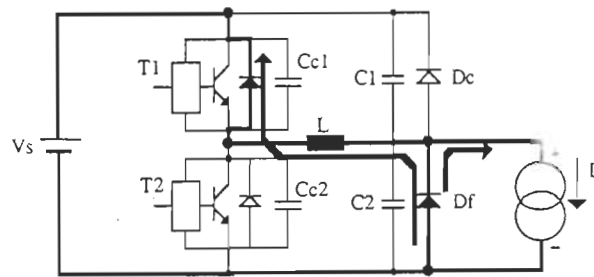
1. Séquence (1.b) : C'est une séquence de transition au cours de laquelle on aura annulation de la tension aux bornes de l'interrupteur T2, ce qui assure son amorçage à tension nulle: (commutation douce).

2. Séquence (2.b) : L'amorçage de T2 s'établit à tension nulle, une partie de l'énergie magnétique est cédée à la source, ainsi on a une décroissance linéaire du courant dans l'inductance L, jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur du courant dans la charge ce qui déclenche la diode Dc.

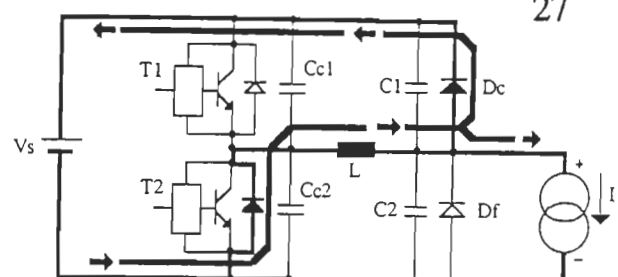
3. Séquences (3.b.1) et (3.b.2) : On assiste à une oscillation du courant i_L dans le circuit résonnant L, C à travers l'interrupteur actif T2 et sa diode montée en anti-parallèle D2, l'annulation de la tension V_{C2} met la charge en phase de roue-libre.

4. Séquence (4.b) : C'est une phase de roue-libre, la diode Df ainsi que l'interrupteur T2 sont en conduction. Cette séquence est maintenue tant que la commande de blocage de T2 n'est pas établie et que le courant i_L reste au dessus de zéro.

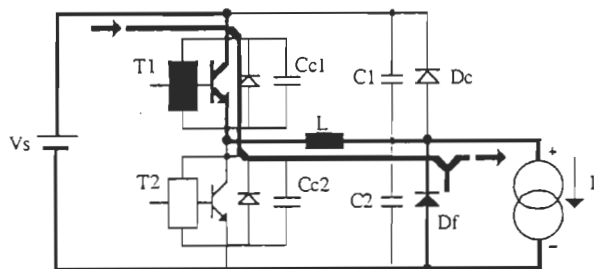
5. Séquence (5.b) : En bloquant T2 on aura une phase de transition rapide au cours de laquelle la tension V_{C1} tend à s'annuler pour mettre en conduction la diode D1. On retourne, ainsi, à la séquence initiale, c'est à dire à la phase actif (1.a.1).



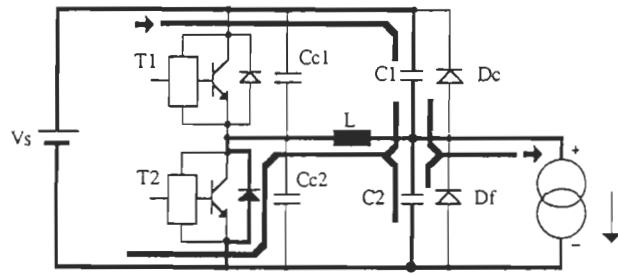
a) Séquence(1.a.1) (*).



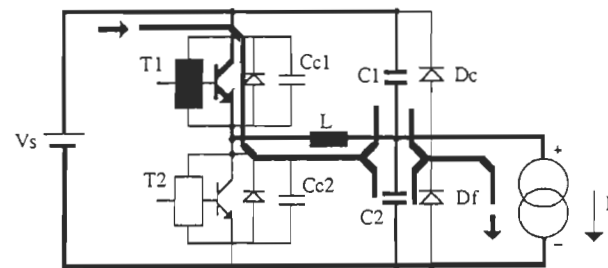
f) Séquence(2.b) (*).



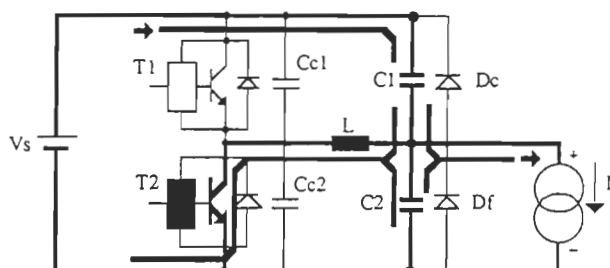
b) Séquence(1.a.2) (*).



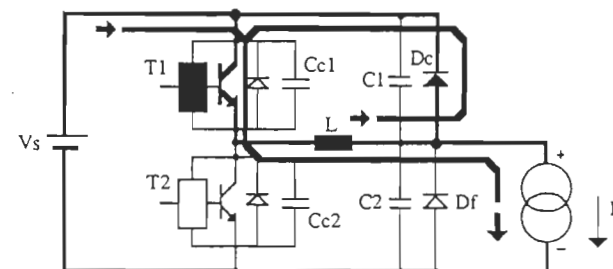
g) Séquence(3.b.1) (*).



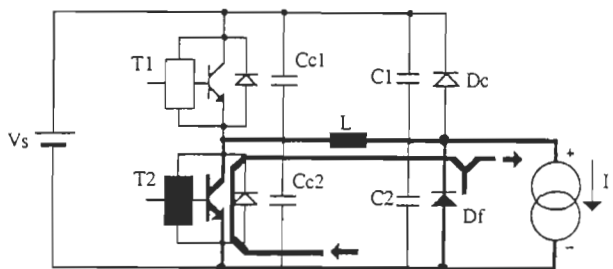
c) Séquence(2.a) (*).



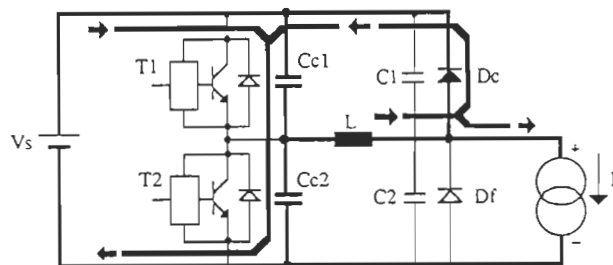
h) Séquence(3.b.2) (*).



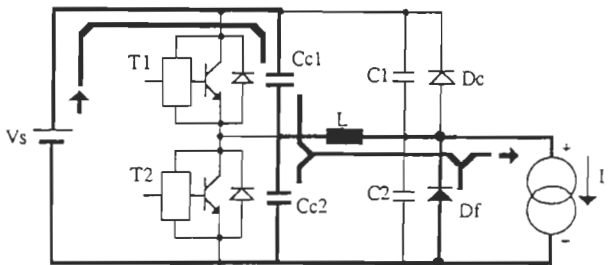
d) Séquence(3.a) (*).



i) Séquence(4.b) (*).

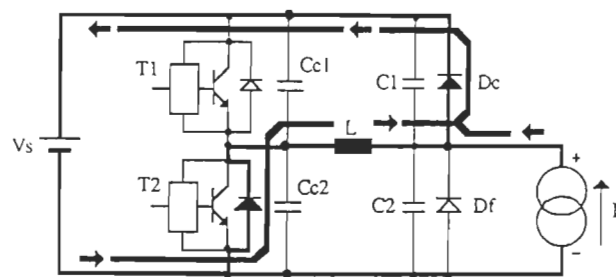


e) Séquence(1.b) (*).

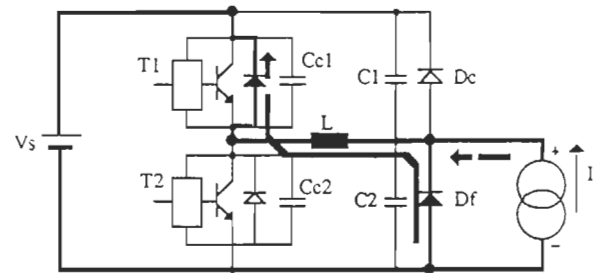


j) Séquence(5.b) (*).

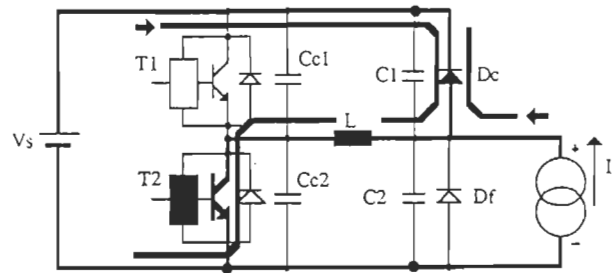
Figure 3.1 : Les différentes séquences de fonctionnement (Mode actif).



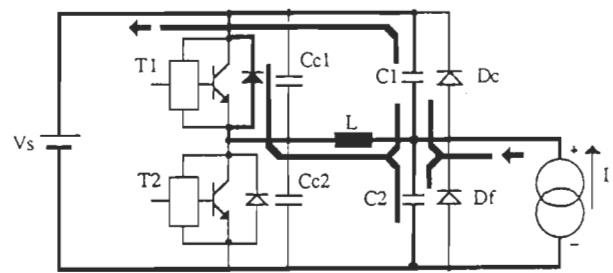
a) Séquence(1.a.1) (**).



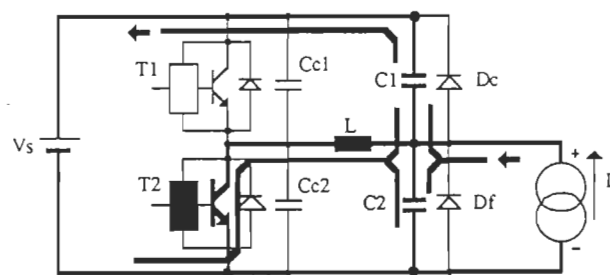
f) Séquence(2.b) (**).



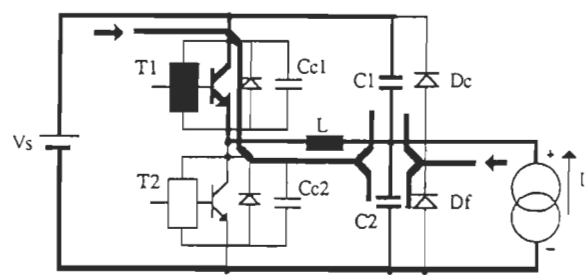
b) Séquence(1.a.2) (**).



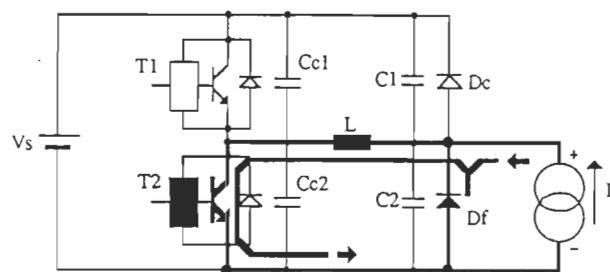
g) Séquence(3.b.1) (**).



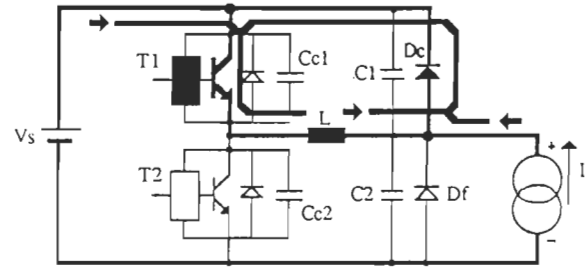
c) Séquence(2.a) (**).



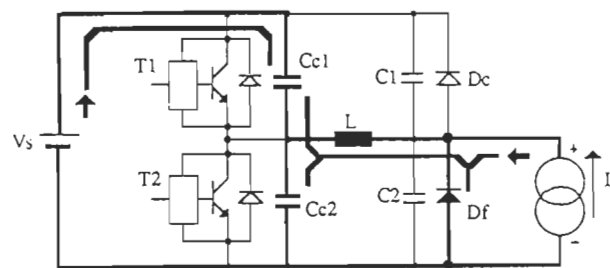
h) Séquence(3.b.2) (**).



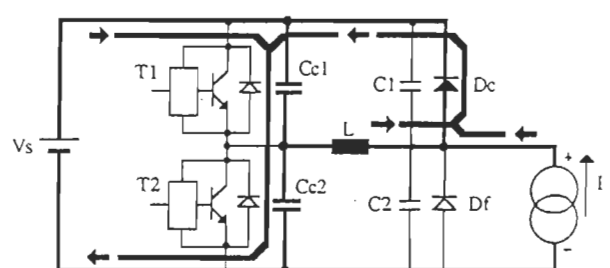
d) Séquence(3.a) (**).



i) Séquence(4.b) (**).



e) Séquence(1.b) (**).



j) Séquence(5.b) (**).

Figure 3.1.1 : Enchaînement des séquences de fonctionnement

(Mode de récupération).

Ayant déterminé l'enchaînement logique des différentes séquences de fonctionnement d'un bras, on passera à la détermination des caractéristiques et paramètres de dimensionnement d'un bras résonnant.

3.3 Analyse:

3.3.1 Hypothèses de travail:

Dans cette section on présente les expressions analytiques décrivant le fonctionnement d'un bras de l'onduleur, en utilisant les variables d'état, durant un cycle de résonance. Les hypothèses simplificatrices adoptées dans cette analyse sont les suivantes:

- les interrupteurs et les diodes sont idéaux,
- les condensateurs et les inductances sont sans pertes,
- les sources sont idéales,
- durant un cycle de résonance, le courant dans la charge est supposé pratiquement constant.

3.3.2 Grandeurs de base et valeurs unitaires:

Pour exprimer les équations décrivant le fonctionnement du convertisseur, on utilise les variables unitaires, les grandeurs de base sont choisies, respectivement, comme suit:

• $V_B = V_s$	V
• $Z_B = (L/C)^{1/2}$	Ω
• $\omega_B = 1/(L.C)^{1/2}$	rad/sec
• $T_B = 2\pi/\omega_B$	sec
• $I_B = V_s/Z_B$	A
• $C_B = I_B/(V_B \cdot \omega_B)$	F

$$\bullet L_B = V_B / (I_B \cdot \omega_B) \quad H$$

À partir de ce système on définit un ensemble d'unités réduites qui sont:

- $i_{Ln} = i_L / I_B$: courant réduit dans l'inductance L,
- $V_{Cn} = V_{C2} / V_B$: tension réduite aux bornes de C2,
- $V_{\alpha n} = V_{Cc1} / V_B$: tension réduite aux bornes de Cc1//T1,
- $t_n = t / T_B$: temps réduit,
- $\alpha = 2Cc / C_B$: valeur réduite du condensateur d'aide à la commutation.

Sachant que L et $C = C1 + C2$ sont les éléments du circuit résonnant de base et $Cc = Cc1 = Cc2$ la capacité du condensateur Cc1 branchée en parallèle avec T1, (voir figure 2.1).

3.3.3 Équations d'état et solutions générales:

Pour obtenir les équations d'état régissant le convertisseur à bras résonnant, seulement trois circuits de base sont à considérer:

- 1) Inductance connectée à une source de tension .
- 2) Circuit L-C connecté à une source de tension et une source de courant .
- 3) Circuit L-Cc connecté aussi à une source de tension et une source de courant .

Les variables d'état (courant dans L, tension aux bornes de C) peuvent être obtenues en résolvant le système d'équations d'état généralisées (3.1) et (3.2) .

$$\frac{d}{d\tau} i_L(\tau) = \frac{V_s}{L_r} \quad ; \text{ avec la condition initiale } i_L(0) \quad (3.1)$$

$$\frac{d}{d\tau} \begin{bmatrix} i_L(\tau) \\ V_{Cr}(\tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(\tau) \\ V_{Cr}(\tau) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_r} \\ \frac{I}{C_r} \end{bmatrix} \quad ; \quad (3.2)$$

Avec les conditions initiales $i_L(0)$ et $V_{Cr}(0)$.

où L_r est l'inductance du circuit résonnant et C_r sa capacité équivalente.
(Dans notre cas $L_r=L$ et $C_r=C$ ou $C_r=2 C_c$).

Les solutions générales de (3.1) et (3.2) sont:

$$i_L(\tau) = (V_s / L_r) \cdot \tau + i_L(0) \quad (3.3)$$

$$\bar{X}(\tau) = [\text{Exp}([A] \cdot \tau)] \cdot \bar{X}(0) + [A^{-1}] \cdot [\text{Exp}([A] \cdot \tau) - [I]] \cdot [B] \bar{U} \quad (3.4)$$

où

$$\bar{X}(0) = \begin{bmatrix} i_L(0) \\ V_{Cr}(0) \end{bmatrix} ; \quad [A] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r} \\ \frac{1}{C_r} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$[B] \cdot \bar{U} = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L_r} \\ -\frac{I}{C_r} \end{bmatrix} ; \quad [I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$[\text{Exp}([A] \cdot \tau)] = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\tau}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}\right) & -\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\tau}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}\right) \\ \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\tau}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}\right) & \cos\left(\frac{\tau}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

En utilisant les unités réduites, les équations d'état deviennent:

$$\frac{d i_{Ln}}{d \tau_n} = 2 \cdot \pi \quad \text{avec la condition initiale } i_{Ln}(0) \quad (3.8)$$

Pour le circuit résonnant principal (L,C) :

$$\frac{d}{d \tau_n} \begin{bmatrix} i_{Ln} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = 2 \cdot \pi \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ln} \\ V_{cn} \end{bmatrix} + 2 \cdot \pi \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -I_n \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

avec les conditions initiales $i_{Ln}(0)$ et $V_{cn}(0)$.

Nota : Dans ce chapitre l'indice (n) indique que la variable est normalisée.

Pour le circuit résonnant auxiliaire (L, Cc) sachant que $\alpha = 2.Cc/C_B$:

$$\frac{d}{d\tau_n} \begin{bmatrix} i_{Ln} \\ V_{\alpha n} \end{bmatrix} = 2\pi \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ln} \\ V_{\alpha n} \end{bmatrix} + 2\pi \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Les solutions générales dans le système unitaire sont données par:

$$i_{Ln}(\tau_n) = 2\pi \cdot \tau_n + i_{Ln}(0) \quad (3.11)$$

$$\overline{X_{n,p}}(\tau_n) = [\text{Exp}([A_p] \cdot \tau_n)] \cdot \overline{X_{n,p}}(0) + [A_p^{-1}] \cdot [\text{Exp}([A_p] \cdot \tau_n) - [I]] \cdot [B] \cdot \overline{U_p} \quad (3.12)$$

p=1,2

$$\text{où } [A_1] = \begin{bmatrix} 0 & -2\pi \\ 2\pi & 0 \end{bmatrix}, \quad [A_2] = \begin{bmatrix} 0 & -2\pi \\ \frac{2\pi}{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\overline{X_{n,1}}(\tau_n) = \begin{bmatrix} i_{Ln}(\tau_n) \\ V_{cn}(\tau_n) \end{bmatrix}, \quad \overline{X_{n,2}}(\tau_n) = \begin{bmatrix} i_{Ln}(\tau_n) \\ V_{\alpha n}(\tau_n) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$[B] \cdot \overline{U}_1 = 2\pi \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -I_n \end{bmatrix}, \quad [B] \cdot \overline{U}_2 = 2\pi \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14.1)$$

$$[\text{Exp}([A_1] \tau_n)] = \begin{bmatrix} \cos(2\pi \tau_n) & -\sin(2\pi \tau_n) \\ \sin(2\pi \tau_n) & \cos(2\pi \tau_n) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[\text{Exp}([A_2] \tau_n)] = \begin{bmatrix} \cos(\frac{2\pi \tau_n}{\sqrt{\alpha}}) & -\sqrt{\alpha} \sin(\frac{2\pi \tau_n}{\sqrt{\alpha}}) \\ \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \sin(\frac{2\pi \tau_n}{\sqrt{\alpha}}) & \cos(\frac{2\pi \tau_n}{\sqrt{\alpha}}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.3.4 Équations des courants et des tensions :

Dans ce qui suit, on présente les solutions des équations d'état qui donnent les expressions des courants et des tensions relatives à chaque séquence de fonctionnement du bras résonnant ainsi que les durées des séquences et les conditions de passage d'une séquence à une autre (Voir figures 3.2 et 3.3).

A) T2 bloqué:

1) Intervalle : $0 < t_n < t_{0n}$, séquence (1.a.1) : Le circuit équivalent est montré par la figure 3.1. Le courant i_L passe à travers D1 seulement. En résolvant l'équation (3.8) le courant dans l'inductance L est donné par:

$$i_{Ln}(t_{0n}) = 2\pi \cdot t_n + i_{Ln}(0), \quad (3.17)$$

conditions finales:

$$i_{Ln}(t_{0n}) = 0 \quad \text{et} \quad t_{0n} = (-i_{Ln}(0) / 2\pi). \quad (3.18)$$

2) Intervalle : $t_{0n} < t_n < t_{1n}$, séquence (1.a.2) : Le courant i_{Ln} dans l'inductance L change de sens et circule à travers l'interrupteur T1.

$$i_{Ln}(t_n) = 2\pi \cdot (t_n - t_{0n}) \quad (3.19)$$

conditions finales:

$$i_{Ln}(t_{1n}) = I_n, \quad V_{cn}(t_{1n}) = V_{\alpha n}(t_{1n}) = 0 \quad (3.20)$$

$$\text{et} \quad t_{1n} = (I_n - i_{Ln}(0)) / 2\pi$$

3) Intervalle : $t_{1n} < t_n < t_{2n}$, séquence (2.a) : La diode de roue-libre Df est déclenchée, l'énergie de la source est transférée à la charge à travers le circuit résonnant L, C.

$$i_{Ln}(t_n) = \sin(2\pi \cdot \tau_{1n}) + I_n \quad (3.21)$$

$$V_{cn}(t_n) = 1 - \cos(2\pi \cdot \tau_{1n}) \quad (3.22)$$

$$\text{où} \quad \tau_{1n} = t_n - t_{1n} \quad (3.23)$$

conditions finales :

$$i_{Ln}(t_{2n}) = I_n + 1, V_{cn}(t_{2n}) = 1 \text{ et } V_{\alpha n}(t_{2n}) = 0 \quad (3.24)$$

$$\text{et } t_{2n} = t_{1n} + 1/4$$

4) Intervalle : $t_{2n} < t_n < t_{3n}$, séquence (3.a): La diode d'écrêtage D_c s'amorce durant cette séquence (phase active).

$$i_{Ln}(t_n) = I_n + 1, \quad (3.25)$$

$$V_{cn}(t_n) = 1, \quad (3.26)$$

$$V_{\alpha n}(t_n) = 0. \quad (3.27)$$

conditions finales:

$$i_{Ln}(t_n) = I_n + 1, \quad V_{cn}(t_{3n}) = 1, \quad v_{\alpha n}(t_{3n}) = 0 \quad (3.28)$$

$$\text{et } t_{3n} = T_{1n}$$

En pratique, la durée de cette séquence est limitée à cause des chutes de tension au niveau des semiconducteurs. En effet, le courant dans l'inductance décroît avec une pente dépendant de la chute de tension aux bornes des semiconducteurs. Dans le plan de phase, le point A montré à la figure(3.2), théoriquement stationnaire, se déplace légèrement vers le point B.

5) Intervalle : $t_{3n} < t_n < t_{4n}$, séquence (1.b): Le blocage de T1 entraîne l'apparition de la phase de résonance du circuit résonnant auxiliaire (L-Cc) qui permet d'annuler la tension aux bornes de T2, pour assurer sa commutation douce.

$$i_{Ln}(t_n) = (I_n + 1) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau_{2n}}{\sqrt{\alpha}}\right) \quad (3.29)$$

$$V_{\alpha n}(t_n) = \frac{(I_n + 1)}{\sqrt{\alpha}} \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau_{2n}}{\sqrt{\alpha}}\right) \quad (3.30)$$

$$\text{où } \tau_{2n} = t_n - t_{3n} \quad (3.31)$$

conditions finales :

$$i_{Ln}(t_{4n}) = \sqrt{\alpha + (I_n + 1)^2} \quad (3.32)$$

$$V_{cn}(t_{4n}) = V_{\alpha n}(t_{4n}) = 1 \quad (3.33)$$

$$t_{4n} = t_{3n} + \frac{\sqrt{\alpha}}{2\pi} \cdot \text{Arcsin}\left(\frac{\sqrt{\alpha}}{(I_n + 1)}\right) \quad (3.34)$$

6) Intervalle : $t_{4n} < t_n < t_{5n}$, séquence (2.b) : Une partie de l'énergie magnétique dans l'inductance est récupérée par la source à travers la diode d'écrêtage Dc et D2. Cette phase se termine lorsque le courant dans Dc s'annule.

$$i_{Ln}(t_n) = -2.\pi .(t_n - t_{4n}) + \sqrt{\alpha + (I_n + 1)^2} \quad (3.35)$$

$$V_{cn}(t_n) = 1 \quad (3.36)$$

conditions finales:

$$i_{Ln}(t_{5n}) = I_n , \quad (3.37)$$

$$V_{cn}(t_{5n}) = V_{\alpha n}(t_{5n}) = 1 \quad (3.38)$$

$$t_{5n} = t_{4n} + \frac{1}{2.\pi} [\sqrt{\alpha + (I_n + 1)^2} - I_n] \quad (3.39)$$

7) Intervalle : $t_{5n} < t_n < t_{7n}$, séquence (3.b) : Le circuit (L C) entre en résonance pour réaliser l'amorçage de la diode de roue-libre Df.

• Intervalle : $t_{5n} < t_n < t_{6n}$,

$$i_{Ln}(t_n) = I_n - \sin(2.\pi.\tau_{3n}) \quad (3.40)$$

$$V_{cn}(t_n) = \cos(2.\pi.\tau_{3n}) \quad (3.41)$$

$$\tau_{3n} = t_n - t_{5n} \quad (3.42)$$

conditions finales :

$$i_{Ln}(t_{6n}) = 0 , \quad V_{cn}(t_{6n}) = \sqrt{1 - I_n^2} , \quad V_{\alpha n}(t_{6n}) = 1 \quad (3.43)$$

$$t_{6n} = t_{5n} + \frac{1}{2.\pi} \text{Arcsin}(I_n) \quad (3.44)$$

• Intervalle $t_{6n} < t_n < t_{7n}$

$$i_{Ln}(t_n) = I_n - \sin(2.\pi.t_{3n}) \quad (3.45)$$

$$V_{cn}(t_n) = \cos(2.\pi.t_{3n}) \quad (3.46)$$

Conditions finales :

$$i_{Ln}(t_{7n}) = I_n - 1, V_{cn}(t_{7n}) = 0, V_{\alpha n}(t_{7n}) = 1 \quad (3.47)$$

$$\text{et } t_{7n} = t_{5n} + 1/4$$

8) Intervalle : $t_{7n} < t_n < t_{6n}$, séquence (4.b) : C'est un mode de fonctionnement de roue-libre, le courant de charge passe dans Df et le courant dans l'inductance passe dans T2 et Df. Dans la pratique, le courant i_{Ln} décroît légèrement à cause de la chute de tension aux bornes des semiconducteurs.

$$i_{Ln}(t_n) = I_n - 1, V_{cn}(t_n) = 0, v_{\alpha n}(t_n) = 1 \quad (3.48)$$

$$t_{8n} = T_{sn} \quad (\text{ouverture commandée de T2})$$

9) Intervalle : $t_{8n} < t_n < t_{9n}$, séquence (5.b) : Au blocage de T2, il s'établit un circuit résonnant auxiliaire entre $Cc1//Cc2$ et L permettant de réaliser l'amorçage à tension nulle de T1.

$$i_{Ln}(t_n) = (I_n - 1) \cdot \cos\left(\frac{2.\pi.t_{4n}}{\sqrt{\alpha}}\right) \quad (3.49)$$

$$V_{\alpha n}(t_n) = \frac{(I_n - 1)}{\sqrt{\alpha}} \cdot \sin\left(\frac{2.\pi.t_{4n}}{\sqrt{\alpha}}\right) + 1 \quad (3.50)$$

$$t_{9n} = t_{8n} + \frac{\sqrt{\alpha}}{2 \cdot \pi} \text{Arcsin}\left(\frac{\sqrt{\alpha}}{(1 - I_n)}\right) \quad (3.51)$$

Condition de périodicité :

$$i_{Ln}(0) = i_{Ln}(t_{9n}) \quad (3.52)$$

d'où

$$i_{Ln}(0) = -\sqrt{(1 - I_n)^2 - \alpha} \quad (3.53)$$

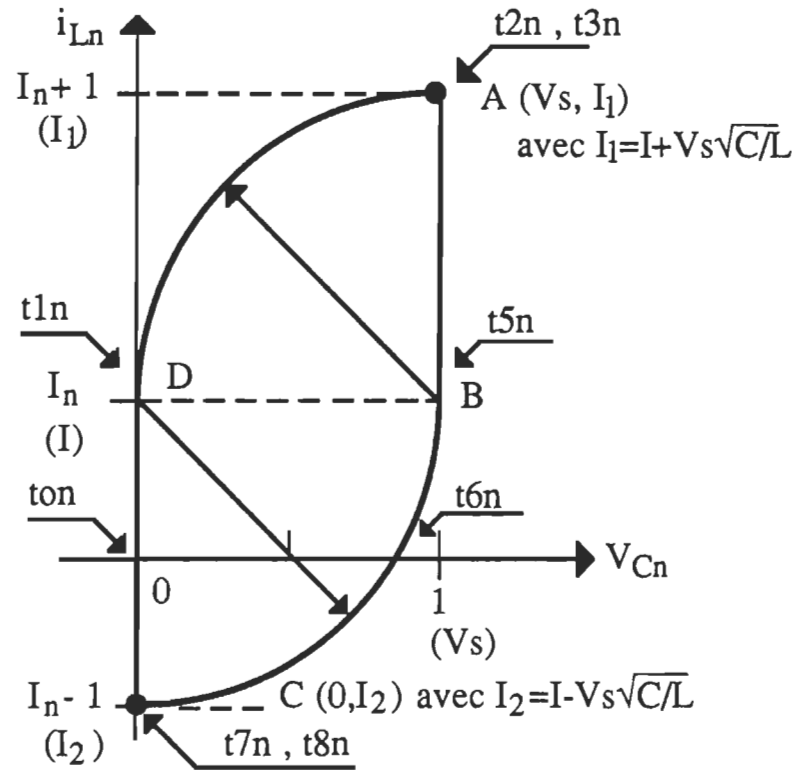


Figure 3.2 : Plan d'état du circuit résonnant principal (V_{C2}, i_L)

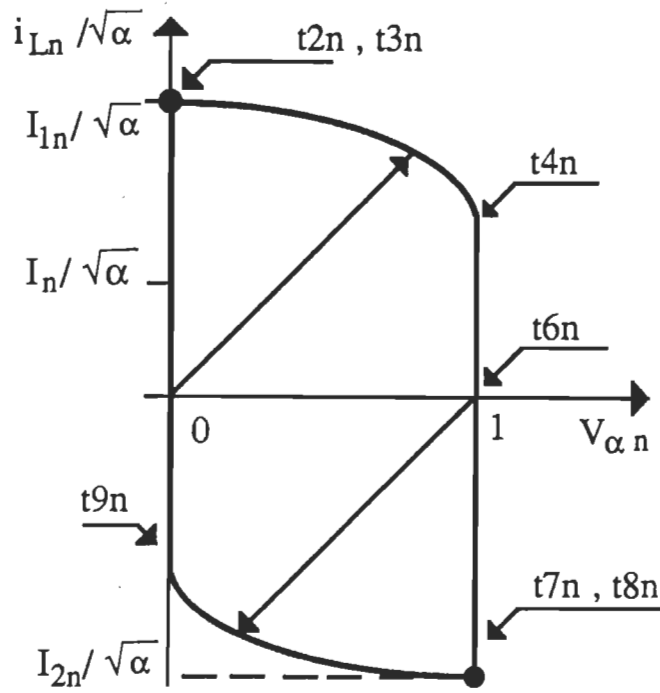


Figure 3.3 : Plan de phase du circuit résonnant auxiliaire (V_{Cc1}, i_L).

3.4 Paramètres de design:

À partir du plan de phase, on peut déterminer les différentes grandeurs caractéristiques de chaque élément du circuit pour qu'il puisse supporter les contraintes du pire cas. On peut établir, aussi, toutes les équations de désign, c'est à dire, les conditions à satisfaire pour avoir un fonctionnement optimum du convertisseur.

3.4.1 Conditions de commutation:

D'après le plan de phase de la figure 3.3, on peut déduire les conditions nécessaires pour avoir la commutation douce des interrupteurs de type thyristors dual.

1^{ère} condition:

$$\frac{I_{1n}}{\sqrt{\alpha}} \geq 1 \quad \text{avec} \quad I_{1n} = I_n + 1$$

$$\text{il vient alors} \quad I_n \geq \sqrt{\alpha} - 1 \quad \text{d'où} \quad I_n(\text{Min}) = \sqrt{\alpha} - 1$$

$$\text{c'est à dire en valeur réelle} \quad I_1 = I + V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.54)$$

$$\text{et} \quad I(\text{Min}) = V_s \sqrt{\frac{2.Cc}{L}} - V_s \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.55)$$

2^{ème} condition :

$$\frac{I_{2n}}{\sqrt{\alpha}} \leq -1 \quad \text{avec} \quad I_{2n} = I_n - 1$$

$$\text{soit alors} \quad I_n \leq 1 - \sqrt{\alpha}$$

$$\text{d'où} \quad I_n(\text{Max}) = 1 - \sqrt{\alpha}$$

en valeur réelle $I_2 = I - V_s \sqrt{\frac{C}{L}}$ (3.56)

et $I_m = I(\text{Max}) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} - V_s \sqrt{\frac{2.Cc}{L}}$ (3.57)

d'après (3.55) et (3.57) on déduit :

$$I(\text{Min}) = -I(\text{Max}) \quad (3.58)$$

Donc d'après les conditions aux limites de la commutation, on montre que le convertisseur n'est pas capable de fonctionner en court-circuit (disjonction naturelle) mais il peut réaliser le fonctionnement à vide où en récupération d'énergie sans avoir des problèmes de pertes de commutation.

N.B: En tenant compte des amortissements (dus au facteur de qualité fini de l'inductance L), tel que l'amplitude décroît exponentiellement et atteint 75% de sa valeur initiale après une période [17], c'est à dire:

$$e^{-(\beta T_c)} = 0.75 \quad \text{où} \quad \beta = \frac{R_L}{2.L} \quad \text{et} \quad T_c = 2.\pi\sqrt{L.2Cc} \quad (3.59)$$

les conditions de commutation deviennent :

1^{ère} condition :

$$\frac{I_{1n}}{\sqrt{\alpha}} \geq 0.75^{-1/4} = 1.07$$

d'où $I(\text{Min}) = 1.07 V_s \sqrt{\frac{2Cc}{L}} - V_s \sqrt{\frac{C}{L}}$ (3.60)

2^{ème} condition :

$$\frac{I_{2n}}{\sqrt{\alpha}} \geq -0.75^{-1/4} = -1.07$$

d'où $I(\text{Max}) = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} - 1.07 V_s \sqrt{\frac{2Cc}{L}}$ (3.61)

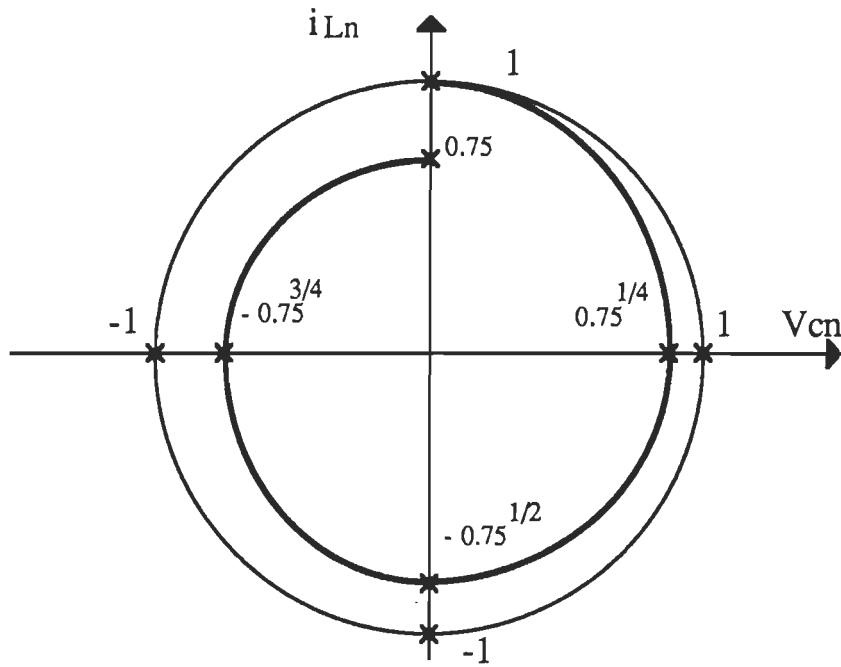


Figure 3.4: Plan d'état d'un signal sinusoïdal amorti de 75%.

3.4.2 Caractéristique de charge:

En régime permanent, le courant dans l'inductance L du circuit résonnant est périodique, tel que $i_L(0) = i_L(T)$. Donc, la valeur moyenne de la tension aux bornes de L est nulle, par conséquent :

$$V_{Cn}(\text{Moy}) = V_{T2n}(\text{Moy}) = \frac{T_{on}}{T} \quad (\text{voir figure 2.1})$$

$$\text{d'où} \quad \frac{V_{C2}(\text{Moy})}{V_s} = \frac{T_{on}}{T} \quad (3.62)$$

Ceci veut dire que la caractéristique de charge d'un bras résonnant est une droite de pente égale au rapport cyclique ($\delta = T_{on}/T$)

D'autre part, si l'on effectue le calcul analytique de $V_{C2}(\text{Moy})$, on trouve, pour un rapport cyclique minimum :

$$\left[\frac{V_{C2}(\text{Moy})}{V_s} \right]_{(\text{Min})} = \frac{1}{V_s \cdot T_s} \left[\int_{t_0}^{t_2} V_s (1 - \cos(\omega_r t)) \cdot dt + \int_{t_5}^{t_7} V_s \cdot \cos(\omega_r t) dt \right]$$

$$\text{avec } (t_2 - t_0) = (t_5 - t_7) = (T_B / 4) \quad (3.63)$$

donc

$$\left[\frac{V_{C2}(\text{Moy})}{V_s} \right]_{(\text{Min})} = \frac{T_B}{4 \cdot T_s}$$

$$\text{ainsi on trouve le rapport cyclique minimum } \delta_{\text{Min}} = \frac{T_B}{4 \cdot T_s} \quad (3.64)$$

3.4.3 Contraintes sur les interrupteurs:

L'une des principales applications du plan d'état dans l'étude des convertisseurs statique est, de déterminer directement les contraintes maximales appliquées sur les différents interrupteurs intervenant au cours d'un cycle de fonctionnement. Ainsi d'après les plans d'état des figures 3.2 et 3.3 on trouve pour les interrupteurs les tenues maximales en courant et en tension en valeurs normalisées et réelles.

• Interrupteur T1:

$$\begin{cases} \hat{i}_{nT1} = 1 + I_n \\ \hat{V}_{nT1} = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{T1} = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} + I(\text{Max}) \\ \hat{V}_{T1} = V_s \end{cases} \quad (3.65)$$

• Interrupteur T2 :

$$\begin{cases} \hat{i}_{nT2} = 1 - I_n(\text{Min}) \\ \hat{V}_{nT2} = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{T2} = 2 \cdot V_s \sqrt{\frac{C}{L}} - V_s \sqrt{\frac{2 \cdot C_c}{L}} \\ \hat{V}_{T2} = V_s \end{cases} \quad (3.66)$$

• Diode D1 :

$$\begin{cases} \hat{i}_{nD1} = 1 - I_n(\text{Min}) \\ \hat{V}_{nD1} = -1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{D1} = 2.V_s \sqrt{\frac{C}{L}} - V_s \sqrt{\frac{2.C_c}{L}} \\ \hat{V}_{D1} = -V_s \end{cases} \quad (3.67)$$

• Diode D2 :

$$\begin{cases} \hat{i}_{nD2} = 1 + I_n, \\ \hat{V}_{nD2} = -1, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{D2} = V_s \sqrt{\frac{C}{L}} + I(\text{Max}) \\ \hat{V}_{D2} = -V_s, \end{cases} \quad (3.68)$$

• Diode Dc :

$$\begin{cases} \hat{i}_{nDc} = I_n, \\ \hat{V}_{nDc} = -1, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{Dc} = V_s \sqrt{\frac{C}{L}}, \\ \hat{V}_{Dc} = -V_s, \end{cases} \quad (3.69)$$

• Diode Df :

$$\begin{cases} \hat{i}_{nDf} = I_n, \\ \hat{V}_{nDf} = -1, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{Df} = I(\text{Max}), \\ \hat{V}_{Df} = -V_s, \end{cases} \quad (3.70)$$

3.4.4 Les pertes associées à la commutation douce :

Les pertes à l'amorçage sont nulles car il se fait à tension nulle. Donc les seules pertes qui caractérisent les interrupteurs du type thyristor dual sont : les pertes au blocage et les pertes par conduction [18].

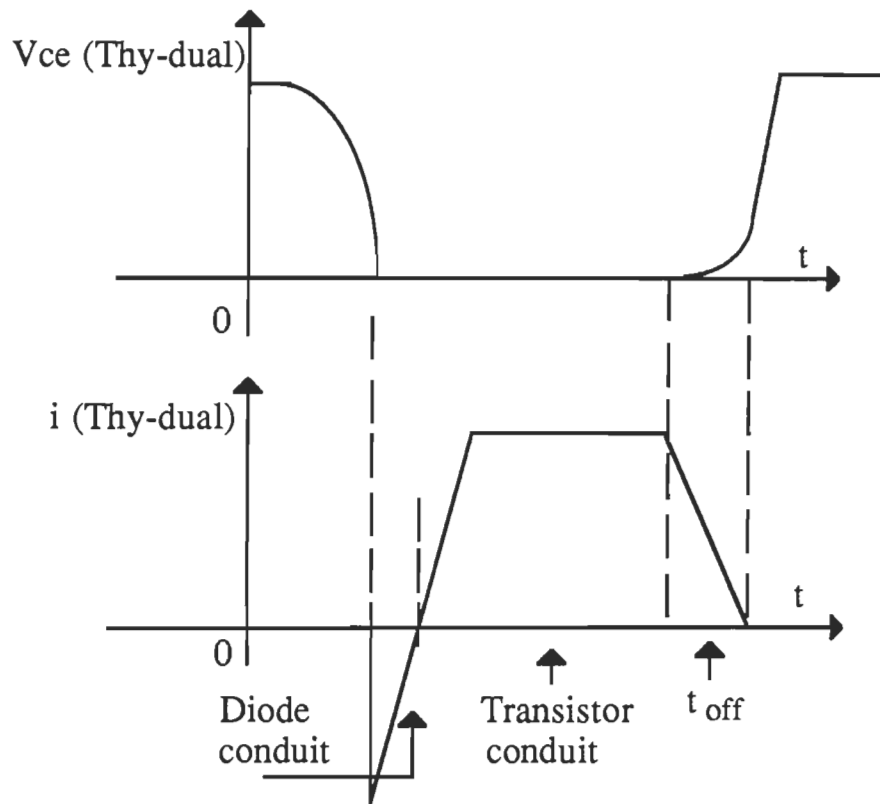


Figure 3.5 : Formes d'ondes des tensions et du courant dans les interrupteurs du type thyristor dual.

A) Les pertes au blocage : P_b

Au moment du blocage, le courant dans l'interrupteur T1 peut être approximé par:

$$i_{T1} = I_1 \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) \quad \text{avec} \quad I_1 = V_s \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} + I \quad (3.71)$$

On déduit le courant i_α et la tension v_α du condensateur d'aide à la commutation C_{c1} en parallèle avec T1:

$$i_\alpha = I_1 \frac{t}{t_{off}} \quad (3.72)$$

$$V_{\alpha} = I_1 \frac{t^2}{2.Cc.t_{off}} \quad (3.73)$$

Les pertes instantanées au blocage dans T1 sont alors:

$$P_b(t) = V_{\alpha} \cdot i_{T1} = \frac{I_1^2}{2.Cc.t_{off}} \cdot t^2 \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{off}}\right) \quad (3.74)$$

Pour un courant de charge maximal égal à I_m , cette puissance instantanée a un maximum $P_b(\text{Max})$ à $t = (2/3).t_{off}$

$$P_{bm}(\text{Max}) = \frac{2}{27} \cdot I_{1m}^2 \cdot \frac{t_{off}}{Cc} \quad \text{sachant que } I_{1m} = I_m + V_s \sqrt{\frac{C}{L}},$$

et d'après l'équation (3.57), on obtient en valeur normalisée

$$P_{bm n}(\text{Max}) = \frac{8\pi}{27} t_{offn} \left(\frac{4}{\alpha} + 1 - \frac{4}{\sqrt{\alpha}} \right) \quad (3.75)$$

La puissance moyenne dissipée dans T1 au moment du blocage est approximée par:

$$P_b(\text{Moy}) = F_s \int_0^{t_{off}} i_{T1} \cdot V_{\alpha} dt \quad (3.76)$$

$$P_b(\text{Moy}) = \frac{F_s}{12.(2Cc)} \cdot (I_1 \cdot t_{off})^2 \quad (3.77.1)$$

$$P_{bm}(\text{Moy}) = \frac{F_s}{12.(2.Cc)} (I_{1m} t_{off})^2 \quad (3.77.2)$$

La figure 3.6 montre le cycle de commutation (i_{T1} , V_{T1}) des interrupteurs T1 et T2, à commutation douce pour différentes valeurs de Cc. On peut déduire que la valeur de Cc doit être maximale, pour réduire au maximum les pertes par commutation au moment du blocage, mais ceci réduit

Nota: L'indice m désigne la valeur maximale.

également la fréquence de commutation. Il faut donc choisir le condensateur d'aide à la commutation de façon optimale de manière à faire un compromis entre la fréquence de commutation élevée et les pertes.

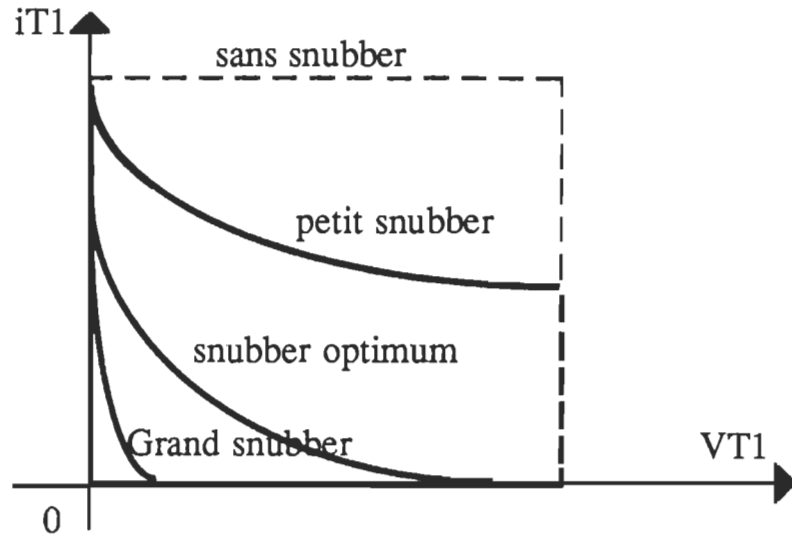


Figure 3.6 : Cycle de commutation (i_{T1} , V_{T1}) de l'interrupteur T1 du type thyristor dual.

D'après les conditions aux limites de la commutation douce (voir équations (3.54) et (3.57)) et pour un niveau du courant maximal dans la charge égal à I_m , la valeur du condensateur d'aide à la commutation, C_c peut être formulée de la façon suivante.

$$C_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{V_s^2} \cdot (I_{1m} - 2 \cdot I_m)^2 \quad (3.78)$$

En remplaçant C_c par son expression dans l'équation (3.77.2), les pertes au blocage seront données par :

$$P_{bm}(\text{Moy}) = \frac{F_s}{12} \cdot \frac{(t_{off} V_s)^2}{L} \left[\frac{I_{1m}}{I_{1m} - 2 \cdot I_m} \right]^2 \quad (3.79)$$

D'autre part ,

Nous avons : $T_B = 2.\pi.(L. C)^{1/2}$ (3.80)

et $I_{1m} = I_m + V_s (C/L)^{1/2}$ (3.81)

L'expression de L peut alors être formulée comme suit:

$$L = \frac{V_s. T_B}{2\pi} \cdot \frac{1}{I_{1m} - I_m} \quad (3.82)$$

où encore, d'après (3.64) on aura:

$$L = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_s}{F_s} \cdot \delta_{Min} \cdot \frac{1}{I_{1m} - I_m} \quad (3.82.1)$$

Ceci nous permet d'exprimer la puissance moyenne dissipée dans T1 au blocage à partir de l'équation (3.79) sous la forme suivante :

$$P_{bm}(Moy) = \frac{\pi}{24 \delta_{Min}} (F_s \cdot t_{off})^2 \cdot V_s \cdot I_{1m}^2 \cdot \frac{(I_{1m} - I_m)}{(I_{1m} - 2 \cdot I_m)^2} \quad (3.83)$$

En posant $\chi = (I_{1m} / I_m)$

On obtient pour $P_{bm}(Moy)$ une équation paramétrée en χ :

$$P_{bm}(Moy) = \frac{\pi}{24 \cdot \delta_{Min}} \cdot (F_s \cdot t_{off})^2 \cdot V_s \cdot I_m \cdot \frac{\chi^2 \cdot (\chi - 1)}{(\chi - 2)^2} \quad (3.84)$$

B) Les pertes par conduction: P_c

Pour un fonctionnement de rapport cyclique et de courant de charge maximum, les pertes par conduction dans T1, sont estimées par:

$$P_{cm} = V_{ce} \cdot \delta_{Max} \quad I_{1m} = (V_{ce} \cdot \delta_{Max} \cdot I_m) \chi \quad (3.85)$$

C) Les pertes moyennes totales dissipées dans T1: P_t

En additionnant les pertes au blocage à celles par conduction on obtient:

$$P_{tm} = P_{bm} + P_{cm}$$

$$P_{tm} (Moy) = \frac{\pi}{24 \cdot \delta_{Min}} (F_s \cdot t_{off})^2 \cdot V_s \cdot I_m \cdot \frac{\chi^2 \cdot (\chi - 1)}{(\chi - 2)^2} + (V_{ce} \cdot \delta_{Max} \cdot I_m) \cdot \chi \quad (3.86)$$

3.5 Évaluation optimale des paramètres [18]:

Dans cette section, on va donner un exemple de design d'un bras de l'onduleur à bras résonnant alimentant une machine asynchrone.

Un bras résonnant est caractérisé par l'ensemble des données suivants :

- tension d'alimentation : V_s ,
- courant de sortie maximal : $I(\text{Min}) < I < I(\text{Max})$, ($I_m = I(\text{Max})$)
- fréquence de commutation : F_s ,
- rapport cyclique : $\delta_{\text{Min}} < \delta < \delta_{\text{Max}}$,
- temps de blocage d'un transistor : t_{off} ,
- tension de saturation d'un transistor : V_{ce} .

À partir de ces données, on procède à la détermination des équations d'optimisation des différents paramètres du convertisseur.

3.5.1 Équations d'optimisation:

Sachant que $\chi = I_{1m} / I_m$,

L'expression analytique (3.78) qui aide à calculer la valeur du condensateur d'aide à la commutation peut être exprimée en fonction du paramètre χ :

$$C_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{V_s^2} \cdot I_m^2 \cdot (\chi - 2)^2 \quad (3.87)$$

De plus, à partir des expressions de la fréquence de commutation (F_s) en fonction de la fréquence de résonance ($1/T_B$) et du courant maximum dans les interrupteurs (voir équations (3.64), (3.80) et (3.81)), on peut obtenir un système d'équations non linéaire à deux inconnues en L et C paramétré en χ :

$$\sqrt{L \cdot C} = \frac{2 \delta_{\text{Min}}}{\pi} \cdot \frac{1}{F_s} \quad (3.88)$$

$$\sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{I_m}{V_s} \cdot (\chi - 1) \quad (3.89)$$

Ainsi, on est abouti au système d'équations (3.87) (3.88) et (3.89), aux trois inconnues L, C, Cc et où (χ) est un paramètre qui optimisera les pertes. Ce système a pour solution :

$$L = \frac{2 \cdot \delta_{\text{Min}}}{\pi \cdot F_s} \cdot \frac{V_s}{I_m} \cdot \frac{1}{(\chi - 1)} \quad (3.90)$$

$$C = \frac{2 \cdot \delta_{\text{Min}}}{\pi \cdot F_s} \cdot \frac{I_m}{V_s} \cdot (\chi - 1) \quad (3.91)$$

$$C_c = \frac{\delta_{\text{Min}}}{\pi \cdot F_s} \cdot \frac{I_m}{V_s} \cdot \frac{(\chi - 2)^2}{(\chi - 1)} \quad (3.92)$$

La valeur $\chi = \chi_1$ qui optimise les pertes dans l'interrupteur est celle qui annule la dérivée des pertes par rapport à χ .

L'expression de la dérivée des pertes totales dans les interrupteurs est:

$$\begin{aligned} \frac{d P_{\text{tm}}}{d \chi} = \frac{1}{(\chi - 2)^4} \cdot [(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \chi^4 - 8 \cdot (\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \chi^3 \\ + 8 \cdot (2 \cdot \lambda_1 + 3 \cdot \lambda_2) \cdot \chi^2 - 8 \cdot (\lambda_1 + 4 \cdot \lambda_2) \cdot \chi + 16 \cdot \lambda_2] \end{aligned} \quad (3.94)$$

avec :

$$\lambda_1 = \frac{\pi \cdot (F_s \cdot t_{off})^2 \cdot V_s \cdot I_m}{24 \cdot \delta_{Min}} \quad (3.95)$$

$$\lambda_2 = (V_{ce} \cdot \delta_{max} \cdot I_m) \quad (3.96)$$

3.5.2 Exemple de design :

D'après les caractéristiques électriques de la machine asynchrone :

- puissance nominale : 2 kW ,
- tension nominale (couplage triangle/ étoile) : 120 V / 209 V ,
- courant nominal (couplage triangle/ étoile) : 15.2 A / 8.8 A ,

On calcule V_s :

$$V_s = 120 \sqrt{3} \sqrt{2} \frac{3}{\pi} = 280.7 \text{ V} \quad (3.96)$$

et $I_m = 15.2 \sqrt{2} = 21.5 \text{ A} \quad (3.97)$

D'après des considérations techniques on a :

$$0.1 < \delta < 0.9, \quad t_{off} = 0.5 \mu\text{sec} \quad \text{et} \quad V_{ce} = 2 \text{ V} \quad (3.98)$$

Avec ces données on calcule numériquement χ_1 tel que

$$\frac{d P_m}{d \chi}(\chi_1) = 0 \quad \text{et} \quad [P_m(\chi_1)]_{\text{minimum}} \quad (3.99)$$

$$\text{On trouve } \chi_1 = 2.639697\text{E}+00 \quad (3.100)$$

En remplaçant χ par sa valeur χ_1 dans les équations (3.90) (3.91) et (3.92) , on obtient les valeurs des éléments réactifs du circuit résonnant et des condensateurs d'aide à la commutation.

$$C = C_1 + C_2 = 0.37 \mu\text{F} \quad (3.101)$$

$$L = 27.17 \mu\text{H} \quad (3.102)$$

$$C_c = C_{c1} = C_{c2} = 0.028 \mu F \quad (3.103)$$

C'est ainsi que se termine la détermination optimale des valeurs des condensateurs d'aide à la commutation (C_{c1}, C_{c2}) et des paramètres réactifs du bras résonnant (L, C_1, C_2).

3.6 Simulation du comportement d'un bras résonnant en régime permanent :

Au début de ce chapitre on a présenté une étude simplifiée indispensable pour réaliser l'analyse préliminaire et le dimensionnement du convertisseur. Dans ce qui suit, on va justifier l'existence et l'enchaînement des séquences proposées, par une nouvelle méthode d'étude, basée sur la simulation séquentielle Sans A Priori (S.A.P), où la connaissance sur le convertisseur est limitée sur la connaissance de la structure du circuit et à la valeur des composants déjà calculés.

3.6.1 Mise en oeuvre de la simulation S.A.P:

La mise en oeuvre d'un outil de simulation S.A.P, repose sur deux problèmes:

- la modélisation électrique et fonctionnelle des interrupteurs.
- la mise en équation automatique du circuit électrique.

3.6.1.1 Modélisation des interrupteurs :

La modélisation des interrupteurs pose sur deux problèmes que sont, le choix d'un modèle électrique et la détermination d'un modèle logique permettant de définir à chaque instant l'état de l'interrupteur.

1) Modèles électriques des interrupteurs :.

On peut classer les modèles proposés pour représenter les semi-conducteurs en deux grandes familles:

- les semiconducteurs à l'état bloqué sont représentés par une impédance infinie. Les branches dans lesquelles ils se trouvent, disparaissent du graphe. La topologie est alors variable.

- les semiconducteurs sont représentés par une impédance binaire, faible à l'état passant, élevée à l'état bloqué. La topologie est alors unique.

La première méthode de modélisation s'avère très utile pour découvrir "à la main" le fonctionnement du convertisseur. Par contre dans la simulation, elle s'avère fastidieuse est grande consommatrice de temps de calcul. C'est par conséquent, la deuxième méthode de modélisation qui est utilisée et on confond toujours la simulation S.A.P avec simulation à topologie constante.

La modélisation d'un semiconducteur par une impédance binaire conduit à de nombreux modèles utilisés par plusieurs systèmes de simulation que nous citons à titre d'exemple: résistance binaire (Script), circuit de deuxième ordre (ATOSEC), impédance complexe "modèle d'Ebers et Moll" (PSpice)....

Jusqu'ici on s'intéresse que à la validation du fonctionnement global du convertisseur, les phénomènes microscopiques n'ont alors aucun intérêt. C'est pour cette raison qu'on a choisi la modélisation des interrupteurs sous forme de résistance binaire (Script) [19].

2) Modèle logique des interrupteurs:

Un semiconducteur ne peut pas être représenté par un système combinatoire. Par exemple, un thyristor dont la tension anode-cathode est positif et sur lequel n'est pas appliqué de signal de commande peut être passant

ou bloqué.

On est donc conduit à introduire des modèles séquentiels pour les interrupteurs. Dans le programme de simulation Script la représentation fonctionnelle d'un ensemble d'interrupteurs se fait par la définition d'un réseau de pétri.

3.6.1.2 Équations d'état généralisées:

Les équations d'état relatives à chaque séquence de fonctionnement d'un bras résonnant, peuvent être trouvées à partir du système d'équation d'état généralisé de la forme (méthode à topologie constante):

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{Cc1} \\ \dot{V}_{C1} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2.C_c r_1} & 0 & \frac{1}{2.C_c} \\ 0 & -\frac{1}{C r_2} & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Cc1} \\ V_{C1} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{2.C_c r_{2e}} & 0 \\ \frac{1}{C r_{Df}} & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ I \end{bmatrix}$$

$$r_1 = \frac{1}{r_{1e}} + \frac{1}{r_{2e}}, \quad r_{1e} = r_{T1} // r_{D1}, \quad r_{2e} = r_{T2} // r_{D2}$$

$$r_2 = \frac{1}{r_{Dc}} + \frac{1}{r_{Df}}, \quad 2.C_c = C_{c1} + C_{c2}, \quad C = C_1 + C_2$$

Le programme SCRIPT procède lui même à la détermination des équations d'état. À partir de la simple description de la topologie du circuit.

En solutionnant les équations d'état, on peut exprimer des courants ou des tensions quelconques du convertisseur à partir de l'équation de sortie:

$$\bar{Y} = C.\bar{X} + D.\bar{U} \quad \text{où } \bar{X} \text{ vecteur d'état et } \bar{U} \text{ vecteur d'entrée.}$$

En pratique, le vecteur \bar{Y} contient au moins les tensions aux bornes des

semiconducteurs dont la connaissance est indispensable pour gérer les commutations de ces derniers.

La résolution numérique d'équation différentielles procédant avec un pas d'intégration, impose de retenir comme valeur de pas une fraction de la plus faible des constantes de temps ($\approx 1/10$). Or dans un circuit à interrupteurs se présentent couramment des constantes de temps de 10^{-8} sec. Il est donc nécessaire d'utiliser des techniques de résolution où le pas de calcul n'impose aucune contrainte au niveau de la précision des points calculés. Dans le cas d'un système linéaire invariant dans le temps, la méthode la plus employée consiste à passer au système discret invariant équivalent:

$$\dot{\bar{X}} = A \cdot \bar{X} + B \cdot \bar{U} \Rightarrow \bar{X}[(k+1).T] = \text{Exp}(A.T) \cdot \bar{X}(k.T) + G[T, \bar{U}(T)]$$

La détermination des instants de changement des séquences se fait par l'observation des instants de commandes dont le cas d'une commutation forcé, ou des instants de franchissement de seuil dans le cas d'une commutation sur un zéro de courant ou de tension. Il se peut que plusieurs changements aient lieu dans le même pas. Dans ce cas, le pas sera réduit jusqu'à trouver celui ou ceux qui se présentent les premiers. Avec Script, il est très important de travailler avec un système d'unités réduites afin d'avoir des résultats précis.

3.6.2 Résultats de simulation:

Les valeurs des paramètres inductif du bras résonnant, utilisés pour la simulation sont les suivants:

$$V_s = 280 \text{ V}, I = 20 \text{ A},$$

$$L = 30 \text{ } \mu\text{H}, C_1 = C_2 = 0.25 \text{ } \mu\text{F}, C_{c1} = C_{c2} = 0.025 \text{ } \mu\text{F},$$

$$Q = 150 .$$

en prenant comme valeur de base:

$$V_B = V_s, L_B = L \text{ et } C_B = C.$$

on trouve le système d'unités réduites suivant utilisé pour la simulation:

$$V_{sn} = 1 \text{ [p.u]}, I_n = 0.5523 \text{ [p.u]},$$

$$L_n = 1 \text{ [p.u]}, C_{1n} = C_{2n} = 1 \text{ [p.u]}, Cc_{1n} = Cc_{2n} = 0.03 \text{ [p.u]}$$

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures 3.7 jusqu'à 3.15. On constate que les différentes réponses obtenues par simulation sont conformes aux ondes estimés, présenter au début de ce chapitre, ceci permet de valider les résultats de dimensionnement. Ceci prouve que le modèle adopté pour décrire la diode et les thyristors duaux sont de bons modèles. On a exploité les possibilités qu'offre le logiciel Script pour tracer les plans de phases du circuit résonnant principal (L-C) est auxiliaire (L-Cc) voir (figures 3.16).

Nota: L'axe des abscisses dévisé par $(2.\pi)$ nous donne le temps en unité réduite.

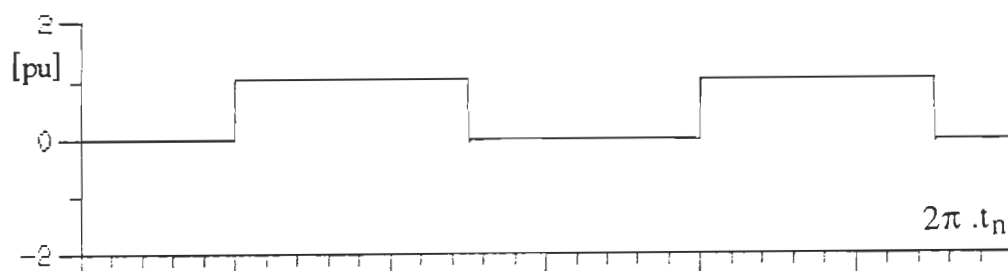
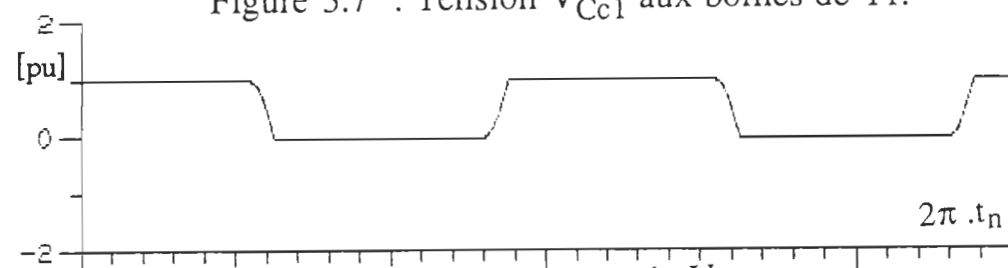
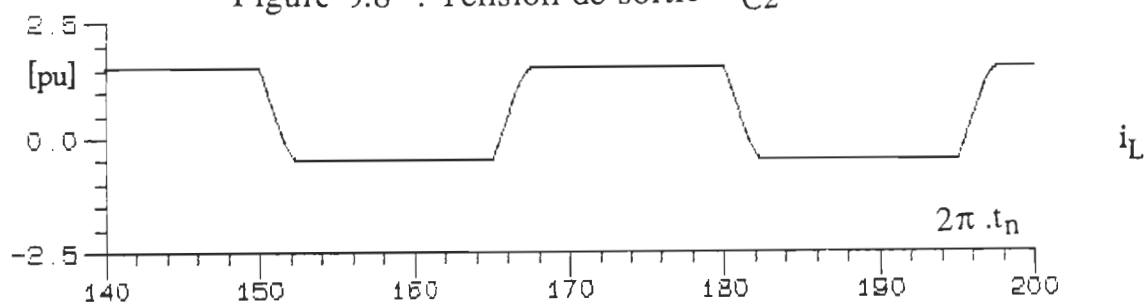
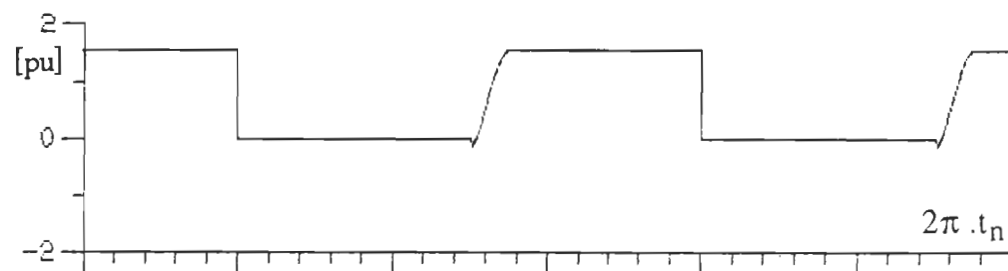
Figure 3.7 : Tension $V_{C_{c1}}$ aux bornes de T1.Figure 3.8 : Tension de sortie V_{C2} .Figure 3.9 : Courant dans l'inductance de résonance (i_L).

Figure 3.10 : Courant dans T1.

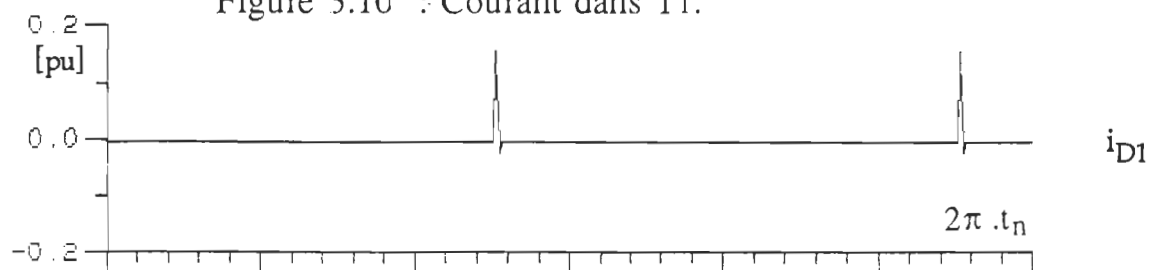


Figure 3.11 : Courant dans D1.

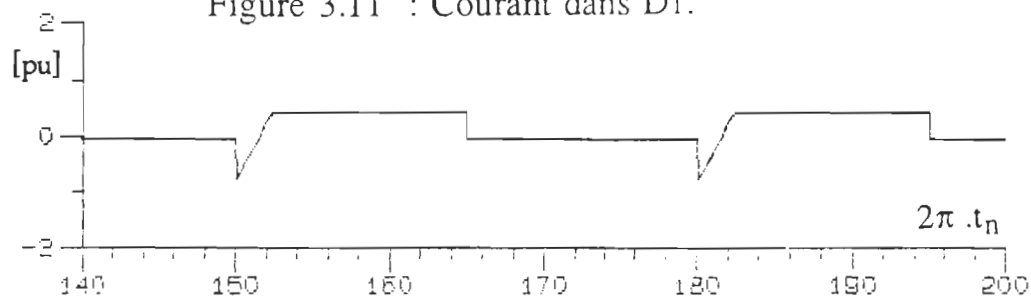


Figure 3.12 : Courant dans T2.

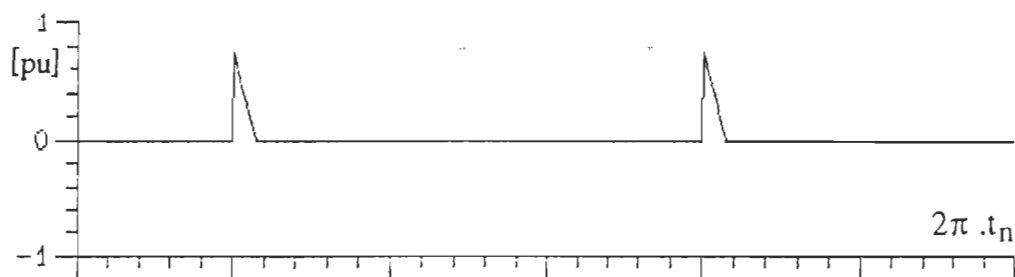


Figure 3.13 : Courant dans D2.

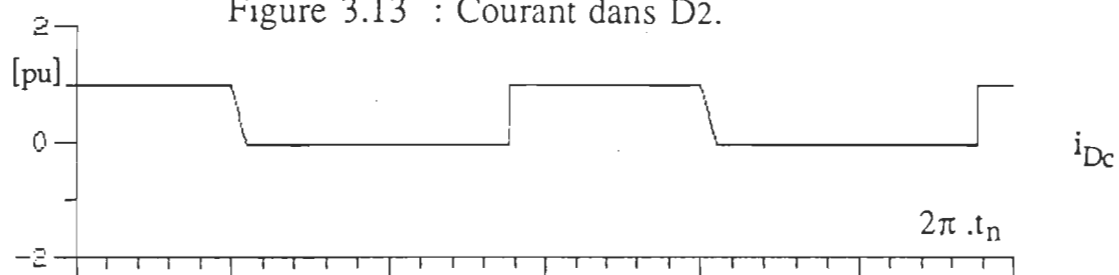


Figure 3.14 : Courant dans Dc.

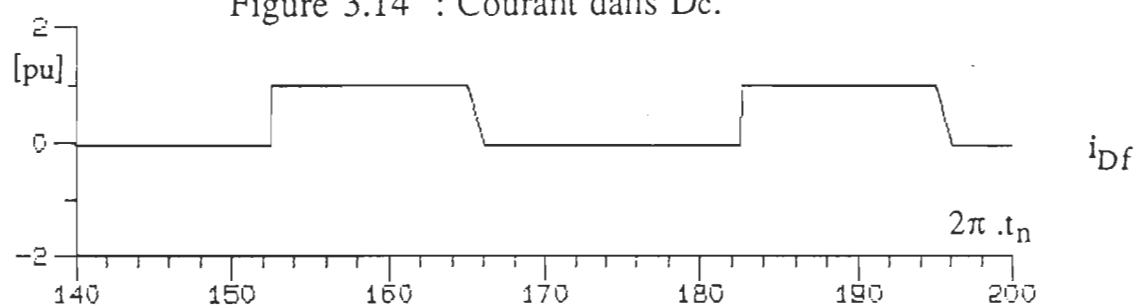
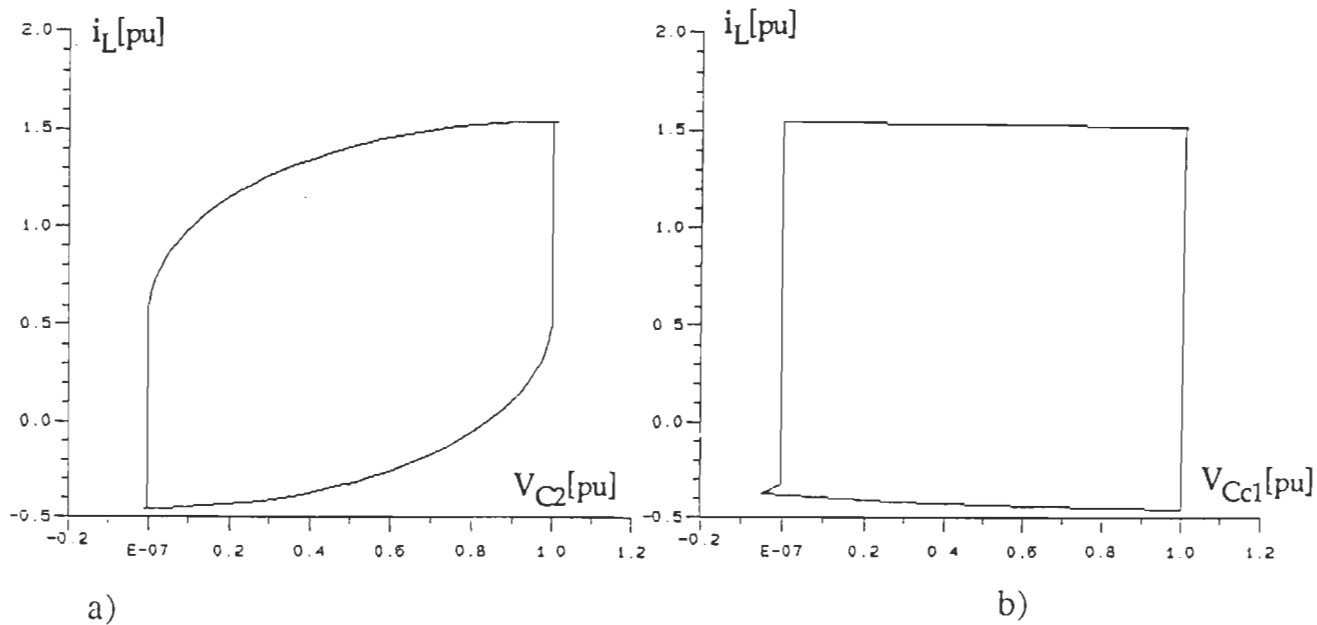


Figure 3.15 : Courant dans Df.

Figure(3.16 a) Plan de phase (i_L, V_{C2}).b) Plan de phase (i_L, V_{Cc1}).

CHAPITRE 4

MISE EN OEUVRE D'UN BRAS À RÉSONANCE

Le bras résonnant est dimensionné pour une tension d'entrée continue de 280 V et un courant crête de sortie de 21 A. La fréquence de découpage est fixée à 20 kHz. L'ondulation résiduelle sur la tension de sortie devant rester inférieure à 1%. on a choisi dans la pratique une inductance de résonance L de 30 μH et des condensateurs $C_1+C_2 = 0.5 \mu\text{F}$ avec $C_1 = C_2$ et $C_{c1}+C_{c2} = 0.05\mu\text{F}$ avec $C_{c1} = C_{c2}$.

Dans la structure d'un bras résonnant, il y a deux interrupteurs adjacents commandés à fréquence et à rapport cyclique variable.

On présentera dans ce qui suit la réalisation de l'interrupteur de puissance avec son circuit auxiliaire de commandé.

4.1 Choix des interrupteurs :

Une série d'études portant sur les mécanismes de commutation [20] ont permis le développement de nouveaux interrupteurs de synthèses à savoir le thyristor dual. Cet interrupteur qui n'existe pas naturellement montre de multiple avantages par son type de commutation et ses propriétés intéressantes.

Le thyristor dual est défini à partir des propriétés du thyristor en appliquant les règles de la dualité [21]. Il s'amorce si sa commande le permet et si la tension à ses bornes est nulle, il se bloque par la commande s'il est parcouru par un courant positif. Cette commande au blocage est inactive si le courant est négative, tout comme la commande à l'amorçage d'un thyristor est inactive si la tension à ses bornes est négative. Les pertes par commutations à

l'ouverture du thyristor sont nulles (commutation spontanée). Par dualité, les pertes par commutation à la fermeture du thyristor dual sont nulles aussi puisque cette fermeture s'effectue sous tension nulle. Une inductance en série avec le thyristor permet de le protéger contre les di/dt à l'amorçage et donc de minimiser les pertes. On en déduit immédiatement qu'un condensateur placé en parallèle sur le thyristor dual permettra de protéger ce dernier contre les dv/dt important et donc de limiter ses pertes au blocage.

Une propriété très intéressante du thyristor dual, par la sécurité de fonctionnement qu'elle entraîne, est celle de disjonction. En effet, si le thyristor s'amorce lorsqu'une surtension se produit à ses bornes ($V_T = V(\text{Max})$) (Voir tableau 4.1); une surintensité provoque alors le blocage du thyristor dual ($I_T = I(\text{Max})$).

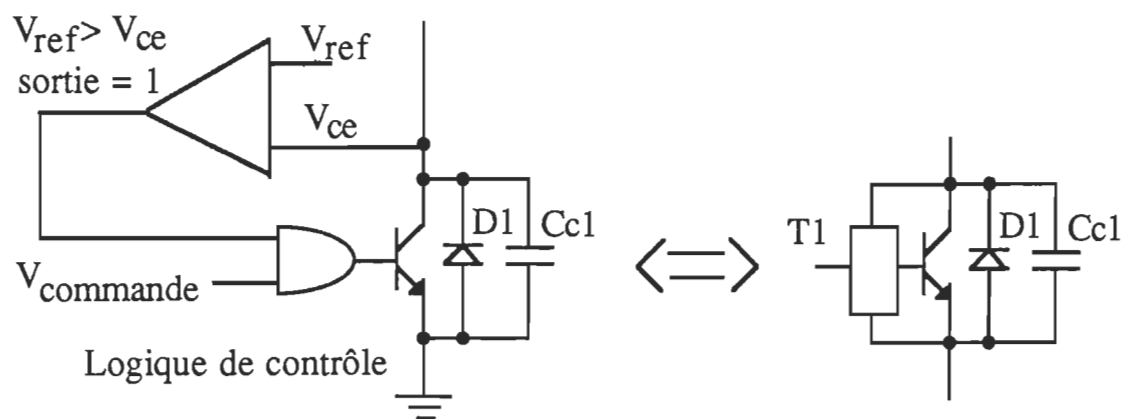
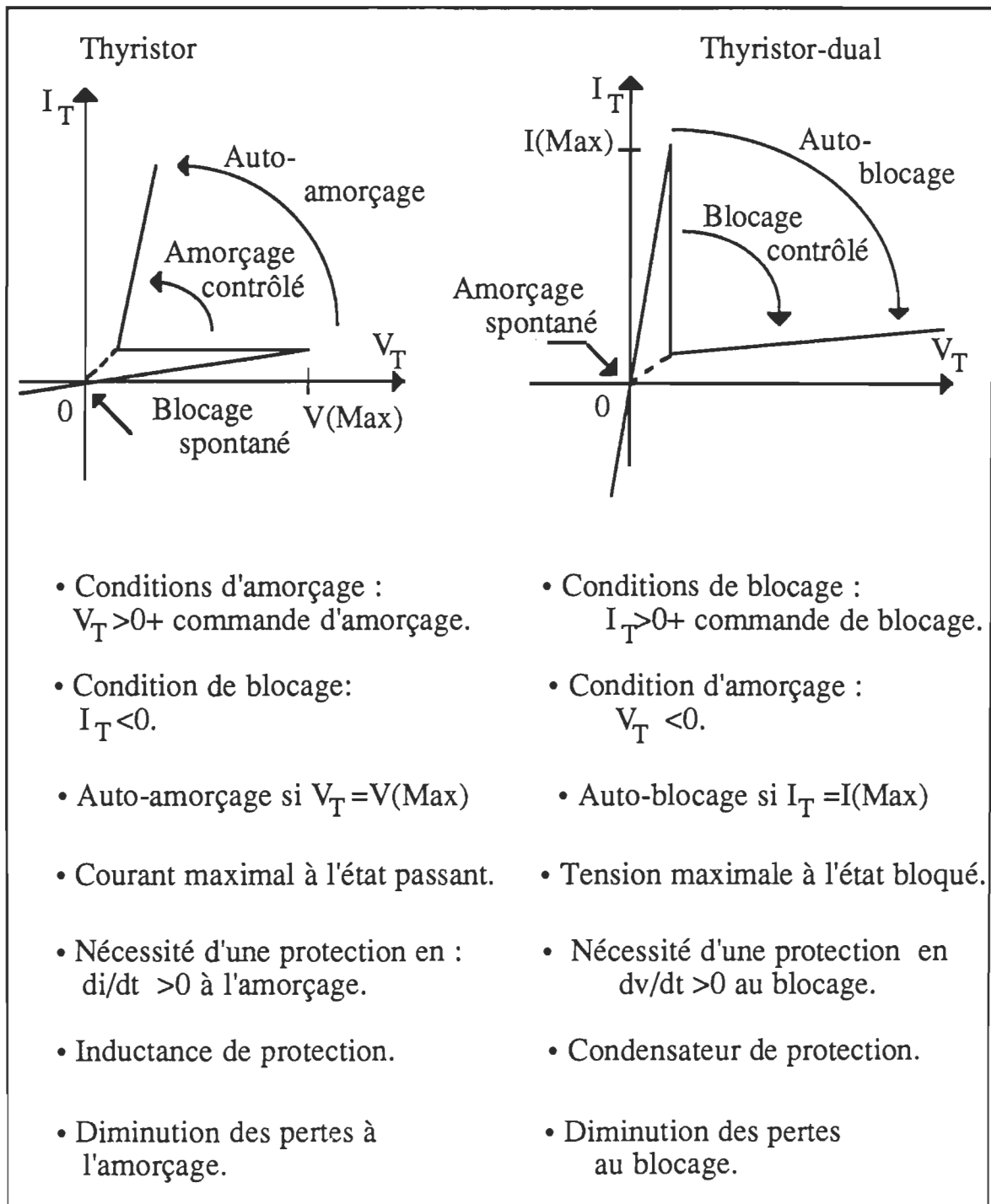


Figure 4.1 : Schéma de principe d'un thyristor dual

Les propriétés du thyristor et du thyristor dual sont rassemblées dans le tableau comparatif suivant :

Tableau 4.1, [20].



4.2 Circuit de commande:

Etant donné que le transistor de puissance présente la propriété de pouvoir être bloqué lorsqu'un courant positif le parcourt, comme le thyristor celle de pouvoir être rendu conducteur lorsqu'il y a une tension positive à ses bornes. On s'aperçoit alors, qu'on peut réaliser le composant dual du thyristor, à partir d'un transistor de puissance muni d'un circuit spécifique de détection du passage par zéro de sa tension directe pour assurer son amorçage spontané et d'un circuit de disjonction pour le bloquer si $I > I(\text{Max})$. Il est tout à fait nécessaire de disposer d'une diode en anti-parallèle avec le transistor de puissance pour transiter le courant inverse, tout comme le thyristor qui supporte la tension inverse (figure 4.1).

Dans ce qui suit on présente la réalisation pratique de la commande de base du thyristor dual. Le cahier de charge nous impose de réaliser le circuit de commande capable de fonctionner à fréquence et à rapport cyclique variables avec une isolation galvanique insensible aux problèmes de saturation.

4.2.1 Principe de fonctionnement:

Le circuit d'attaque de base consiste en un circuit de commande intelligent capable de réaliser la logique de commande dictée par l'ensemble des caractéristiques statiques et propriétés du thyristor dual (Tableau 4.1). La figure 4.2 montre le schéma électrique du circuit qu'on a réalisé. Dans ce qui suit on donne une explication détaillée de son principe de fonctionnement.

Dans l'étage d'alimentation on voit le transformateur TR à deux secondaires, alimenté par une tension alternative de (+/-5V), il permet de fournir une alimentation en tension symétrique (+/-5V) avec une masse

flottante régulée pour chacun des deux interrupteurs principaux du bras résonnant Q20 et Q22.

Q7 est le transistor d'alimentation en courant direct de la base du darlington Q19, Q20 à travers le circuit autorégulant CR24 et CR21. Ce dernier permet d'entretenir la quasi-saturation correcte du transistor de puissance Q20.

Le réseau CR8, R4 permet de garder CB chargé négativement afin de permettre à la fonction disjonction de réaliser si nécessaire une polarisation négative de la jonction base-émetteur de Q20 pendant son blocage. Les diodes Zéners CR32, CR31 permettent de régler la polarisation de la jonction base-émetteur du transistor principal à un niveau régulé de($\pm 5V$).

Le réseau CR7, R37 permet de garder une tension positif aux bornes du condensateur CA. Le transistor Q7 est donc toujours alimenté au préalable par une tension continue, mais il ne conduit que si R21, CR23 est rendu conducteur par l'annulation de la tension aux bornes de Q20.

Q16, Q15 sont des transistors d'extinction commandés par le phototransistor (pin 1 et 2) de l'optocoupleur IC-1 à travers le réseau Q4, Q3, CR11 et CR12.

L'optocoupleur IC-1 permet d'assurer l'isolation galvanique entre le signal de commande et l'étage de puissance. Il présente le principal avantage d'assurer l'isolation galvanique avec une insensibilité aux problèmes de saturation, qui sont souvent rencontrés avec les transformateurs d'isolements.

À l'état initial, la tension V_{ce} aux bornes de chaque interrupteur principal Q20 (respectivement Q22) est non nulle, donc on doit forcer l'amorçage de l'un des deux interrupteurs du bras, pour initialiser le courant magnétisant dans la charge à une valeur non nulle, capable de mettre en conduction les diodes

CR33 ou CR36 et d'enclencher ainsi le processus d'amorçage spontané des interrupteurs principaux à tension nulle. Pour cela, le réseau Q13, Q11 assurent cette fonction. En effet, contrôlé par le photo-transistor (pin 5 et 6) de l'optocoupleur IC-1 il donne l'ordre au transistor Q7 de débiter le courant de base I_b nécessaire à amorcer le transistor principal Q20.

Dépendamment de la valeur de la tension V_{ce} on peut avoir l'un des trois états suivants [22]:

1) Si V_{ce} est tel que $0 < V_{ce} < V_{ref}$ (valeur maximale de V_{ce} pour laquelle l'interrupteur peut s'amorcer spontanément), les transistors Q19 et Q20 reçoivent leurs courants I_b , ils entrent ainsi en conduction.

2) Si $V_{ce} > V_{ref}$, la diode CR23 est bloquée. Ceci empêche la conduction de Q7 et par conséquent le transistor principal est commandé au repos. L'une des causes qui provoque la croissance de V_{ce} au dessus de V_{ref} est l'augmentation excessive du courant collecteur-émetteur si le courant de base n'est pas adapté pour maintenir les conditions de fonctionnement du transistor dans la zone de quasi-saturation.

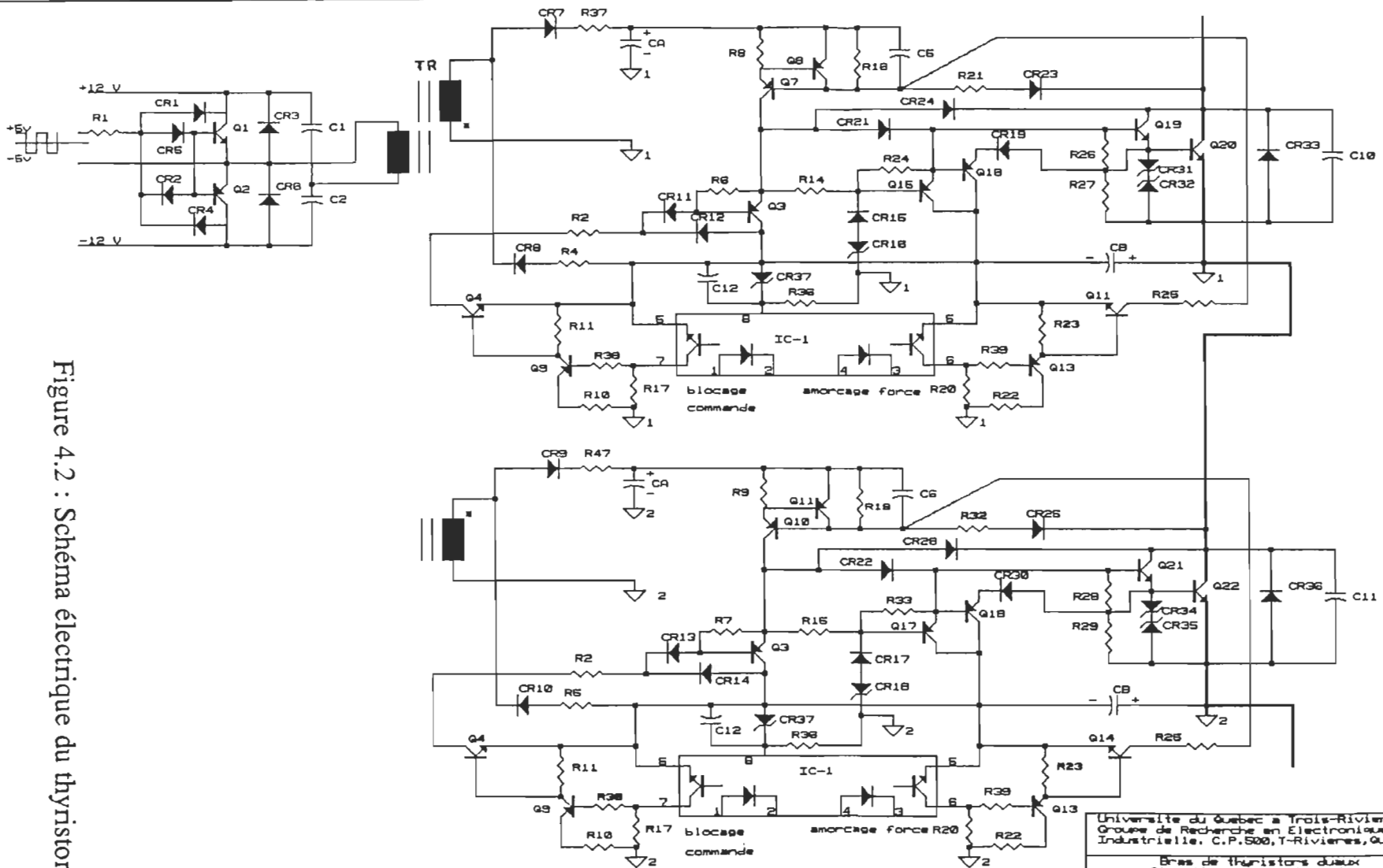
Notons que le courant de base I_b du transistor principal Q20 est limité par la résistance R8:

$$I_b(\text{Max}) = V_{be}(Q8) / R8. \quad (4.1)$$

où $V_{be}(Q8)$ représente la tension base-émetteur de Q8.

Grâce à la présence des diodes d'anti-saturation CR24 et CR21, le courant de base du transistor principal est adapté au courant collecteur tel que montré par la relation suivante.

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \quad (4.2)$$



Université du Québec à Trois-Rivières
Groupe de Recherche en Électronique
Industrielle, C.P.500, T-Rivières, Québec.

Branche de thyristors duaux
Circuit de commande de base

Réalise par: S. SLIM/A. CHERITI
Revisé par: V. RAJAGOPALAN/K. AL-HADDAD

Size	Document Number	REV
C		S.S

Date: 15 Décembre 1990 Sheet 1 of 1

Figure 4.2 : Schéma électrique du thyristor dual.

À partir des deux relations (4.1) et (4.2) on peut calculer le courant collecteur maximal $I_c(\text{Max})$:

$$I_c(\text{Max}) = \frac{I_b(\text{Max})}{\beta} \quad (4.3)$$

Le courant collecteur qui dépasse cette valeur $I_c(\text{Max})$ va désaturer le transistor principal Q20; ceci va faire croître la tension collecteur-émetteur V_{ce} au dessus de la valeur V_{ref} , résultant ainsi le blocage automatique de Q20. Notons que la valeur V_{ref} peut être calculée à partir de l'amplitude de la tension secondaire de TR. Ceci donne au transistor dual le caractère de s'auto-protéger contre les courants de surcharge.

3) Lorsque $V_{ce} < 0$ (limité par la tension de conduction de la diode CR33), le courant de charge est partagé entre la diode CR33 et Q20. La conduction inverse de Q20 n'est pas dangereuse puisque cette phase est suivie par l'amorçage spontané de Q20. En effet, dès que la diode de démagnétisation CR33 se bloque, la tension aux bornes du condensateur d'aide à la commutation C10, commence à augmenter et le transistor Q20 se trouve alors amorcé.

4.2.2 Performance:

- L'amorçage à zéro tension rend le cycle de commutation $I_c(V_{ce})$ du transistor Q20 à très faible pertes,
- la polarisation négative de la base durant le blocage permet au transistor de supporter la plus haute tension V_{cex} (tenue en tension à courant collecteur nul et base polarisée négativement) qui est supérieure à sa tenue en tension V_{ceo} (tenue en tension, base ouverte),
- le court-circuit ne peut apparaître même dans le cas du temps de stockage important et lors d'une surcharge accidentelle ou d'une défaillance,

car la désaturation du transistor principal implique l'apparition d'un ordre de blocage, ce qui donne à ce circuit la fonction d'auto-régulation, auto-protégeant (fonction disjoncteur).

- son cycle de commutation lui permet de tirer partie des condensateurs parasites des interrupteurs de puissance (transistor et diode); ces condensateurs peuvent être considérées comme une partie intégrante du condensateur d'aide au blocage C10.

4.2.3 Montage d'essai d'un bras de thyristor dual:

Le montage montré par la figure 4.3 est utilisé comme montage d'essai pour s'assurer du bon fonctionnement de la carte de commande de base et pour ajuster les différents paramètres du thyristor dual selon le cahier de charges désiré avant d'installer le bras résonnant.

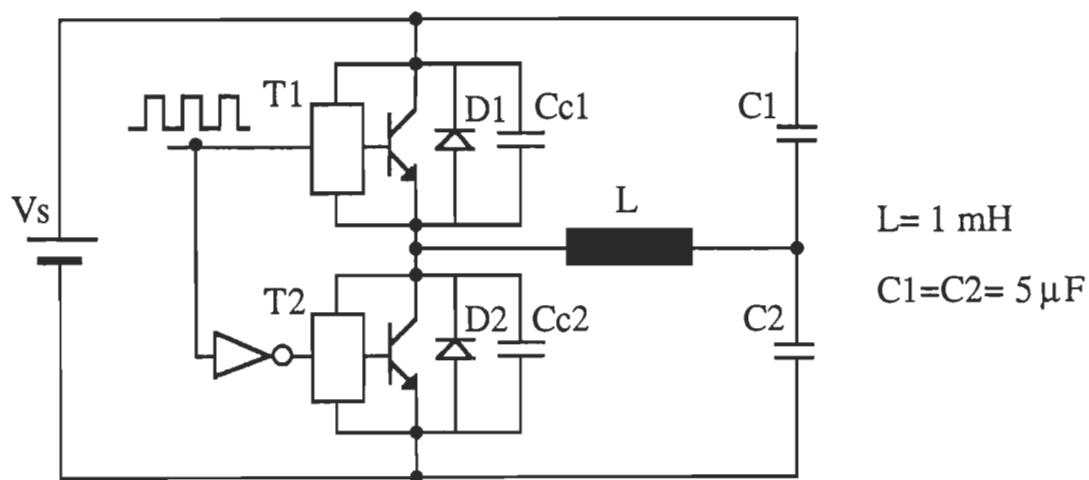


Figure 4.3 : Schéma du montage d'essai d'un bras de thyristors duaux

4.3 Résultats pratiques :

On donne les formes d'ondes de la tension et du courant dans les interrupteurs pour illustrer le principe de la commutation douce dans un bras résonnant, montage donné à la figure 6.2, avec $L_c = 1\text{mH}$, $R = 12\ \Omega$ et $C_o = 1\text{mF}$. On remarque que les conditions de fermeture sont idéales, la tension aux bornes des interrupteurs s'annule d'abord, ensuite la montée du courant est limitée par l'inductance de résonance L .

Les conditions d'ouverture sont également favorables. Le courant dans l'interrupteur s'annule alors que sa tension n'atteint qu'un dixième de la tension maximale appliquée à ses bornes (voir les figures 4.4 - 4.5).

Pour le montage d'essai (figure 4.2), les formes d'ondes du courant dans l'inductance L et de la tension aux bornes de $C2$, sont données par la figure 4.6.

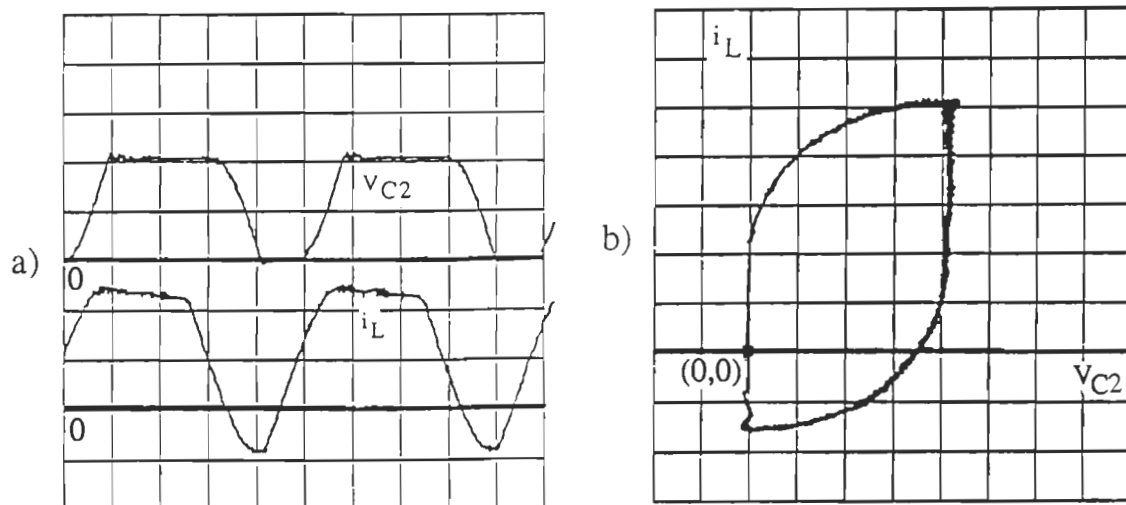


Figure 4.4 : a) Courant i_{T1} (5A/div) et tension v_{T1} (50V/div) dans le thyristor dual T1.

b) Cycle de commutation dans le thyristor dual T1 (5A/div, 20V/div).

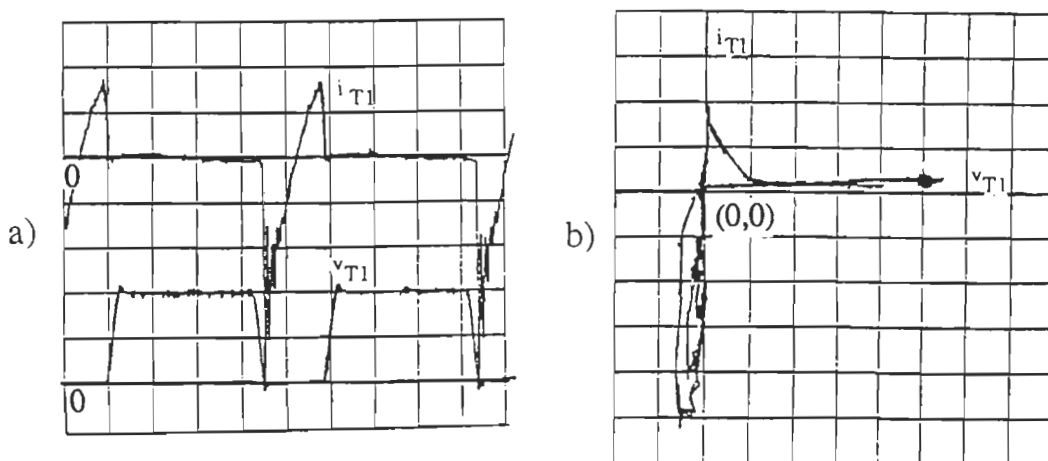


Figure 4.5 : a) Courant i_L (10A/div) et tension dans C2 (50V/div).

b) Plan de phase i_L, v_{C2} (25A/div, 5A/div).

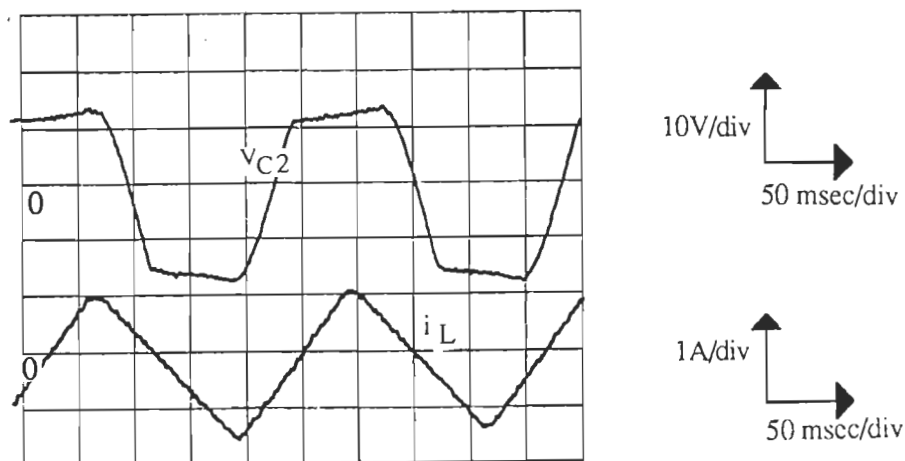


Figure 4.6 : Formes d'ondes du courant dans la charge et de la tension v_{C2} (Montage d'essai).

CHAPITRE 5

GÉNÉRATEUR SINUSOÏDAL DE RÉFÉRENCE NUMÉRIQUE

L'un des objectifs principaux fixé dans le cadre de notre mémoire de recherche est aussi d'exploiter efficacement les techniques de modulation numérique afin de trouver une nouvelle approche de design optimale d'un circuit de commande MLI, permettant de minimiser le nombre de circuits nécessaires avec des fonctions aussi performantes que possible. Un critère additionnel est de minimiser le temps d'exécution pour avoir un système de commande à réponse dynamique rapide.

Avant de présenter les considérations prise en compte, il est nécessaire de procéder par un bref aperçu sur les stratégies de commande MLI numérique.

L'évolution de la technologie LSI, des interrupteurs de puissance et ceux de synthèse, a permis de mettre en oeuvre les différentes techniques de commande MLI des convertisseurs de puissance. L'apparition des calculateurs et des circuits numériques a apporté, à leur tour, des améliorations appréciables aux circuits de commande MLI. En effet, la commande numérique est devenue très populaire à cause de sa flexibilité (une variété des lois de commande peuvent être implantées sans avoir recours à modifier les circuits électroniques), sa sécurité (les variables tel que le courant, la tension ou la vitesse peuvent être contrôlées pour déclencher la fonction d'interruption), sa fiabilité....

L'intérêt principal de la commande MLI est sans doute d'établir une stratégie de commutation capable de générer une onde modulée.

Il est possible en survolant la littérature de voir que le développement de la commande MLI est étroitement lié au progrès de la technologie. Commenant par la modulation analogique [23], à celle digitalisée [24], et récemment la modulation MLI numérique implanté sur micro-ordinateur [25] ou sur EPROM [26].

Pour clarifier la situation actuelle, il est nécessaire de connaître trois approches de modulation numérique en plein succès à savoir :

- La modulation optimale, basée principalement sur la minimisation de certains critères de performances [27], c'est-à-dire, minimisation ou élimination de certains harmoniques, de la distorsion harmonique du courant, de l'ondulation du couple....

- la modulation naturelle échantillonnée "Naturel Sampled PWM" [25],
- la modulation régulière échantillonnée "Regular Sampled PWM" [28].

Les techniques de modulation naturelle et régulière échantillonnées forment les deux techniques de base de la modulation numérique. Dans l'immédiat, il est intéressant de comparer ces deux techniques. Ce qui suit est alors une investigation non détaillée des propriétés associées à chacune d'entre elles.

5.1 Modulation MLI naturelle échantillonnée :

Bien connue dans le domaine de la télé-communication, il était alors commode de l'utiliser pour la commande des onduleurs. Du fait que les impulsions modulées sont déterminées par l'intersection instantanée de deux ondes (porteuse et de modulation), l'impulsion modulée résultante a alors une largeur proportionnelle à la valeur de l'onde de modulation aux instants de commutations.

Deux conséquences importantes sont à signaler :

- La première, c'est que les impulsions modulées ne sont équidistantes ou uniformément espacées.

- la seconde, c'est qu'il n'est pas possible de définir les largeurs des impulsions modulées par une expression analytique à paramètre prédéterminable en temps réel. En effet, en se référant à la figure 5.1, on montre que la largeur des impulsions peut être exprimée par une équation transcendente de la forme :

$$(t_1 - t_2) = \left(\frac{T_p}{2}\right) \cdot \left[1 + \frac{M}{2} \cdot (\sin(\omega_m \cdot t_1) + \sin(\omega_m \cdot t_2)) \right] \quad (5.1)$$

où t_1 et t_2 sont les instants d'intersections. Ces intervalles sont difficiles à prédéterminer en temps réel.

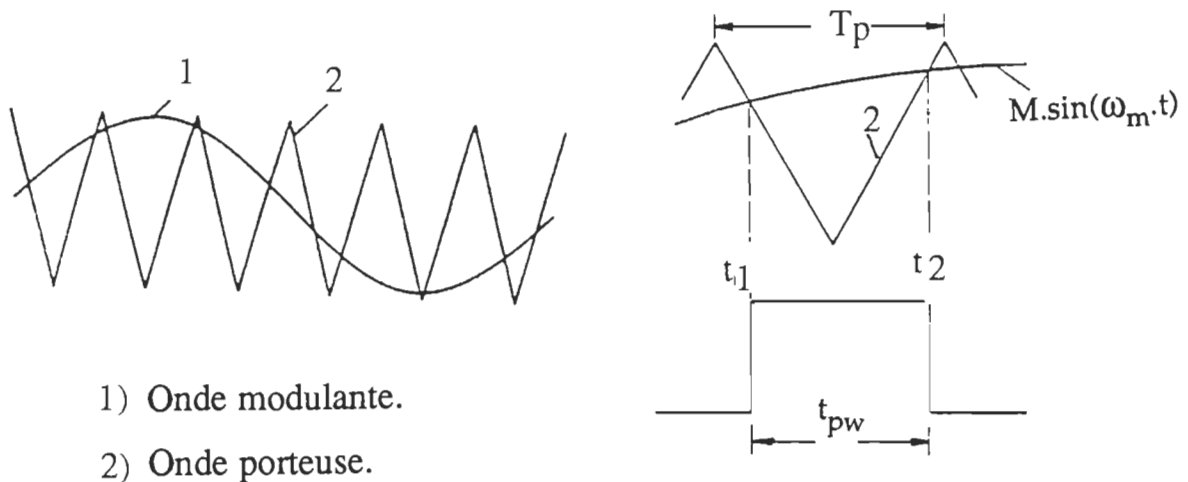


Figure 5.1 : Principe de la modulation MLI naturelle échantillonnée.

Il est important de considérer aussi les contraintes imposées par le temps d'exécution:

La génération numérique d'une onde modulée peut se faire par deux

méthodes.

- La première méthode consiste à générer numériquement l'onde de modulation par lecture d'une table, et l'onde triangulaire par un compteur-décompteur. Chaque fois que le compteur incrémente (ou décrémente), sa sortie est comparée à la valeur de l'onde de modulation échantillonnée et à chaque intersection, on génère un ordre de commutation.

- La deuxième, consiste à calculer au préalable les angles de commutations pour une modulation particulière et les emmagasiner dans une mémoire vive du calculateur, selon des algorithmes classiques connues [28]. Dans cette méthode, si l'on veut réaliser un changement de la consigne (l'indice de modulation ou le coefficient de réglage en tension), le système ne peut répondre qu'après avoir au préalable recalculer tous les nouveaux largeurs d'impulsions.

Ainsi, dans les deux cas un délai est inévitablement introduit, le premier est lié au temps de comparaison et le deuxième, au temps de recalculer; ceci affecte considérablement le temps de réponse et la dynamique du système de commande

Pour éliminer ce délai on va introduire une nouvelle technique de modulation numérique capable de générer le signal modulé en temps réel sur tout le domaine de variations de la consigne.

5.2 Modulation MLI de type régulière échantillonnée "Regular sampled PWM":

La modulation de type régulière échantillonnée est proposée pour la première fois par S.R.Bowes [28], [25]. Elle est devenue très connue dans le domaine de la modulation de tension, par ses nombreuses avantages. Les

principales caractéristiques d'une telle technique de modulation sont illustrées par la figure 5.2 . Comme c'est montré, deux types de modulations régulières échantillonnées sont à distinguer, l'une 'symétrique' et l'autre 'asymétrique'. Dans le cas de la modulation asymétrique la période d'échantillonnage est égale à une demi-période de l'onde porteuse , alors que pour la modulation symétrique un seul échantillon par période de l'onde porteuse, est utilisé pour calculer la largeur de l'impulsion modulée t_{pw} . Seul, la modulation régulière échantillonnée symétrique sera considérée, puisqu'elle fait l'objet de notre travail de recherche.

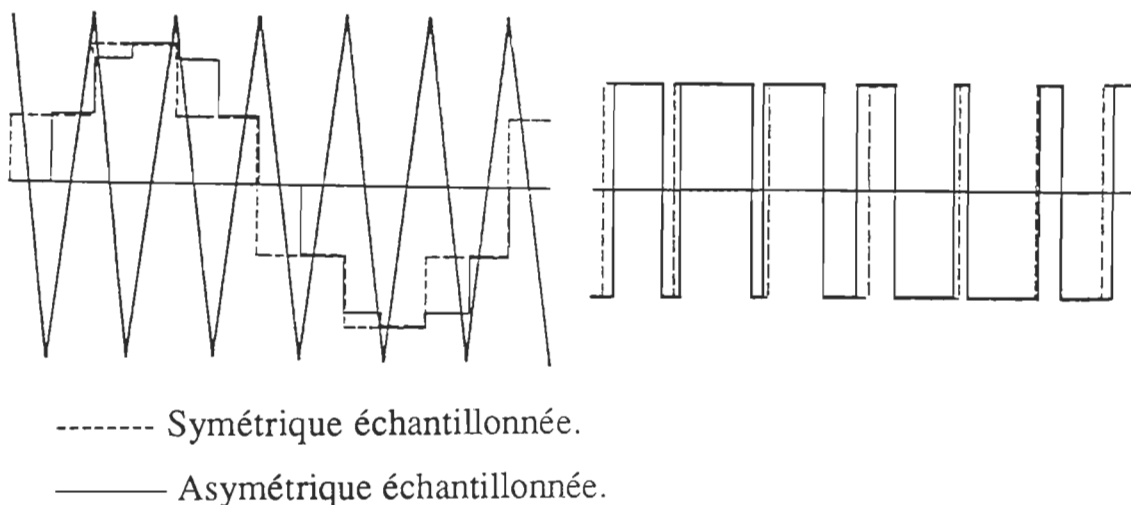


Figure 5.2 : Principe de la modulation MLI de type régulière échantillonnée.

5.2.1 Modulation MLI de type régulière échantillonnée symétrique:

5.2.1.1 Principe:

Dans ce mode de commande l'amplitude du signal de modulation à l'instant t_1 est stocké; il est maintenu à un niveau constant durant toute la période d'échantillonnage T_p , c'est-à-dire de l'instant t_1 à t_4 , ceci définit un signal de modulation semblable au signal de sortie d'un échantillonneur-

bloqueur (B), qui une fois comparé à l'onde porteuse (C), définit les points d'intersections utilisés pour déterminer les instants de commutations t_2 et t_4 (D). De cette technique résulte un signal modulé d'amplitude constant ayant des largeurs d'impulsions proportionnelles à l'amplitude de l'onde de modulation aux instants d'échantillonnages, et espacées par des intervalles réguliers, uniformes, égales à la période T_p .

L'une des caractéristiques principales qu'on peut déduire d'une telle technique est que l'instant d'échantillonnage et la valeur de l'onde de modulation échantillonnée sont bien pré-définies, ce qui permet de prédire de façon précise la configuration de l'impulsion modulée, en largeur et en position, par une simple formulation mathématique telle que montrée dans ce qui suit.

5.2.1.2 Calcul de la largeur de l'impulsion modulée:

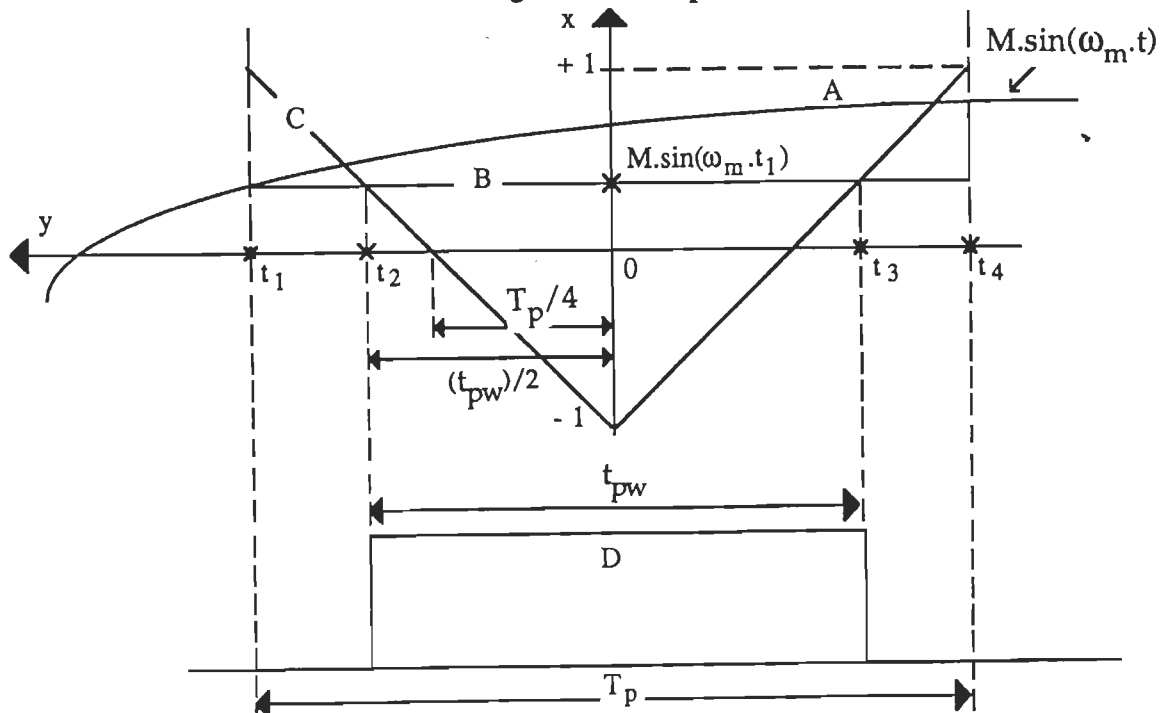


Figure 5.3 : Calcul de la largeur de l'impulsion modulée.

En ce référent à la figure 5.3, la largeur de l'impulsion modulée peut être calculée comme suit:

L'équation du front descendant de l'onde porteuse est :

$$y(x) = (T_p/4) \cdot (1 + x) ,$$

$$\text{pour } x = M \cdot \sin(\omega_m \cdot t_1) ,$$

on trouve :

$$t_{pw}/2 = (T_p/4) \cdot \{1 + M \sin(\omega_m \cdot t_1)\} ,$$

d'où

$$t_{pw} = (T_p/2) \cdot \{1 + M \sin(\omega_m \cdot t_1)\} \quad (5.2)$$

- t_1 : est l'instant de commutation,
- T_p : la période d'échantillonnage,
- M : l'indice de modulation.

Cette équation est utilisée dans l'algorithme de calcul des largeurs des impulsions modulées stocker dans l' EPROMs, (voir Annexe 1).

5.3 Implantation pratique de la technique de modulation régulière échantillonnée :

5.3.1 Description du modulateur numérique monophasé :

C'est la méthode de modulation MLI de type régulière symétrique échantillonnée qui est utilisée.

Le schéma bloc du modulateur numérique monophasé est montré par la figure 5.4. Le modulateur reçoit l'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale V_i et F_i et génère directement l'onde modulée MLI.

La fréquence de commande est appliquée directement à un VCO qui oscille à une fréquence 250 fois supérieure à celle de l'onde fondamentale. La

sortie du VCO est un compteur à 8 bits. L'amplitude V_i est digitalisée par un convertisseur analogique numérique (A/N) est résulte en un mot binaire ayant 256 états possibles, chaque état représente l'amplitude du signal de sortie.

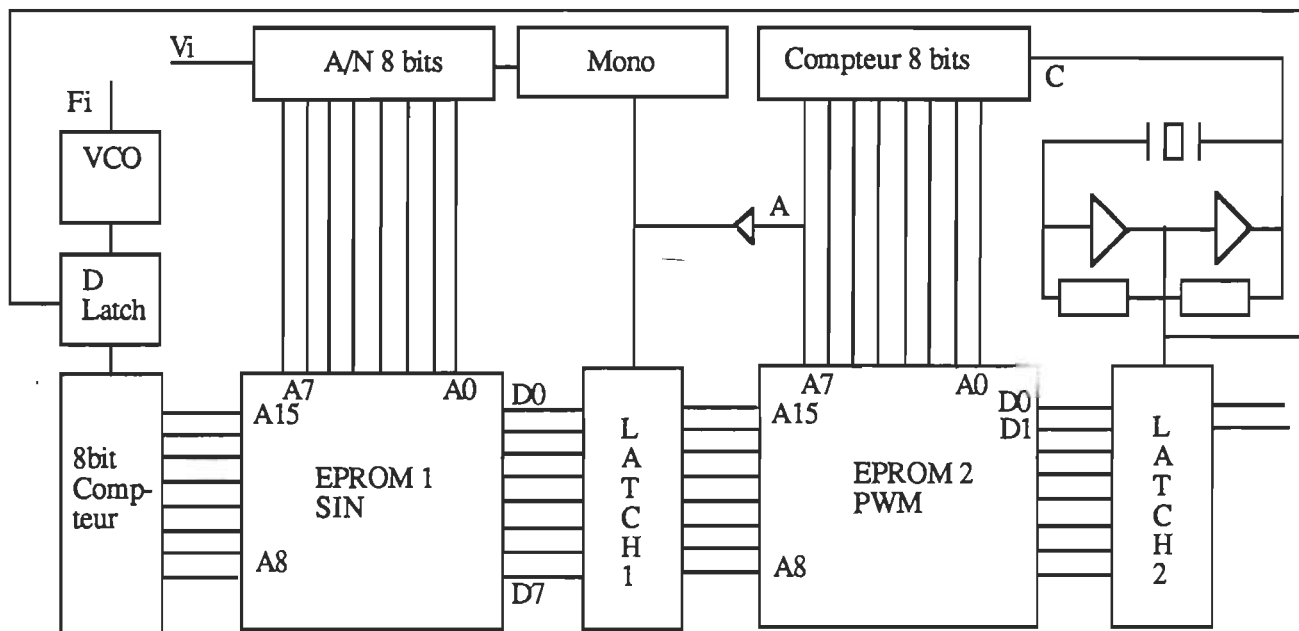


Figure 5.4 : Schéma bloc du modulateur numérique monophasé.

L'EPROM1 est divisé en 256 cases (rechargeables par 256 adresses); elle contient la table du sinus.

L'originalité de la présente technique réside dans le fait de pouvoir trouver les informations sur les largeurs des impulsions modulées à partir des EPROMs [26]. Les huit bits qui désignent l'amplitude et les huit bits qui

désignent la fréquence sont appliqués comme une adresse à l'EPROM1. Les bits d'amplitudes (A0 à A7) sélectionnent la table du sinus contenue dans l'EPROM1 et la période de l'onde de modulation fondamentale est égale au temps mis par le compteur pour compter les 256 adresses (A8 à A15).

Les 8 bits qui résultent à (D0 à D7) représentent la durée de l'impulsion et ils sont appliqués à travers un latch à l'EPROM2 pour prévoir tous risque d'erreur.

L'EPROM2 peut être représentée par une matrice tridimensionnelle (A0 à A7, A8 à A15, D0 à D7) et huit schémas de MLI peuvent être mémorisées et sélectionnées tend que l'amplitude ou la fréquence augmente. Dans cette implantation seulement deux broches du bus de données D0 et D1 sont utilisés, (D1 est le complément de D0).

L'EPROM2 est utilisée comme une minuterie programmable qui reçoit la durée de l'impulsion de l'EPROM1 et génère l'onde modulée. Les bits de (A0 à A7) qui génèrent l'onde modulée sont balayés par une haute fréquence qui oscille à une valeur égale à 256 fois celle de l'horloge. Le résultat est sur le bus de données.

Dans l'annexe 1 on donne le programme en "BASIC" qui génère le contenu de l'EPROM1 et de l'EPROM2.

Dans la pratique, on a sélectionné une fréquence de commutation de 20 kHz; il en résulte donc une fréquence d'horloge $f = f_s \cdot 256 = 5.12 \text{ MHz}$. Cette fréquence donne une résolution de 195 μsec . Dans notre système, le signal de commutation pour les transistors adjacents T1 et T2, est donné par D0 et D1. L'ordre de conversion est donné par l'horloge à travers les convertisseurs à huit bits. Un retard est nécessaire pour éviter qu'un signal soit appliqué sur le circuit de verrouillage ("latch1") alors que la sortie du convertisseur A/N est

en état de changer. La sortie du générateur MLI peut être inhibée en plaçant la broche OE du "latch2" au niveau haut et ceci lorsqu'un courant de surcharge apparaît. La figure 5.5 montre les détails du circuit réalisé.

5.4 Performance du générateur de référence:

Le générateur MLI numérique qu'on vient de décrire est testé au laboratoire sur un bras résonnant alimentant une charge R-L. La fréquence de commutation était 20 kHz. Le courant dans la charge est parfaitement sinusoïdal comme c'est montré par la figure 5.6. Le système a une excellente réponse dynamique vis à vis de la fréquence et de l'amplitude de référence. Ceci est bien confirmé par les formes d'ondes montrées par les figures 5.7 et 5.8. Tous ces changements sont faites sans régime de transition brusque.

La figure 5.7 montre un changement de la fréquence du courant de sortie. La fréquence peut varier entre 8 et 30 Hz. L'indice de modulation est de 0.6 . La figure 5.8 montre un changement du coefficient de réglage en tension de 0.25 à 0.6. La fréquence de sortie est maintenue constante à 17 Hz.

Le modulateur MLI numérique qu'on vient de décrire peut assurer la commande complète d'un convertisseur triphasé CC-CA avec un contrôle possible de la fréquence et de l'amplitude du courant de sortie.

Les données pré-calculées sont mémorisées dans deux EPROMs et peuvent être accessibles dans un temps inférieur à 150 nsec. Il est donc possible d'obtenir une fréquence de commutation très élevée avec une résolution de (0.5%).

Le contenu de l'EPROM peut être modifié pour implanter d'autres lois de modulation. Par conséquent, cette technique peut être extrapolée pour des applications particulières où d'autres fonctions plus complexes sont demandées.

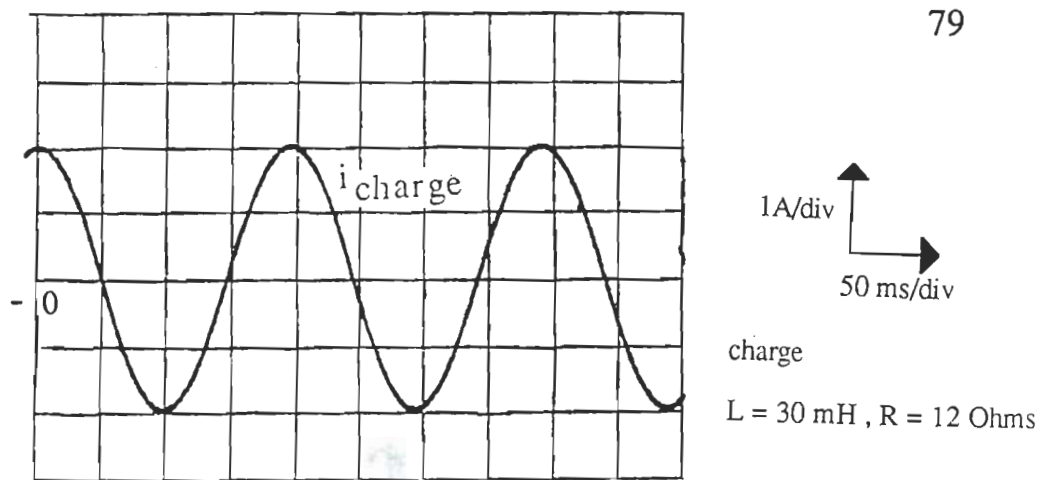


Figure 5.6 : Courant modulé dans la charge.

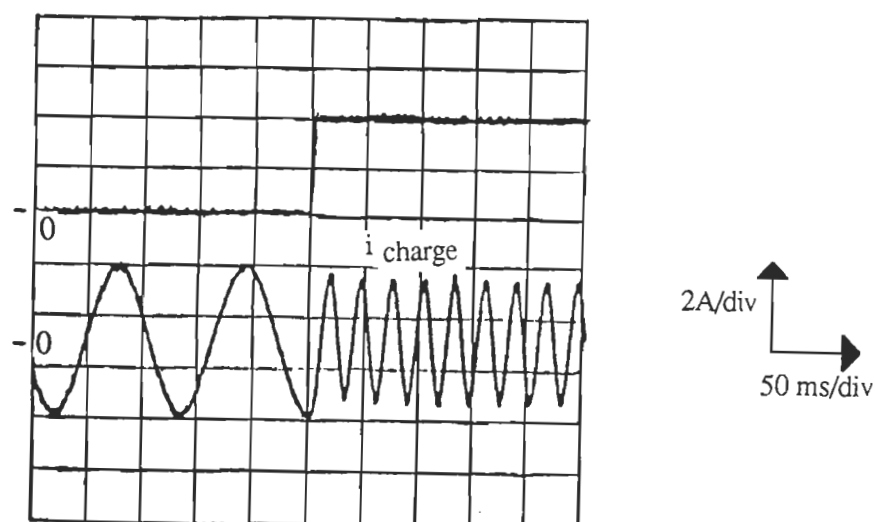


Figure 5.7 : Réponse dynamique vis à vis d'un changement de la fréquence de 8 à 30 Hz.

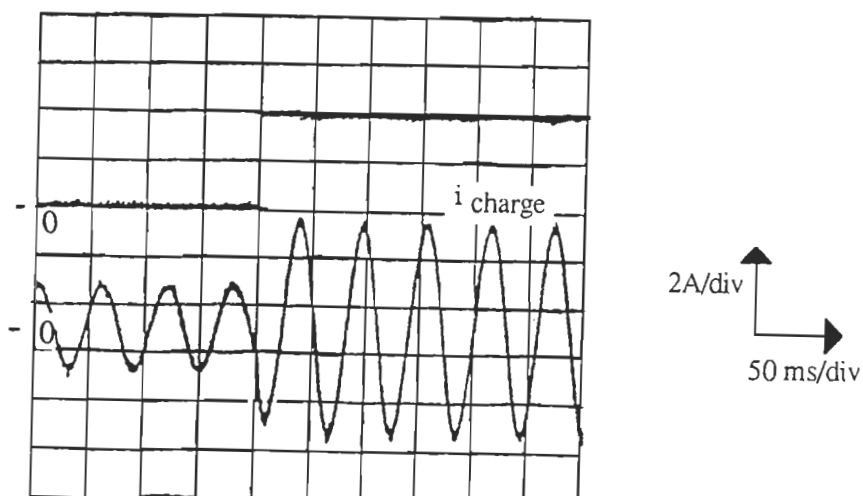


Figure 5.8 : Réponse dynamique vis à vis du changement du coefficient de réglage en tension de 0.25 à 0.6 .

CHAPITRE 6

COMPARAISON QUANTITATIVE ENTRE UN BRAS D'ONDULEUR MLI CLASSIQUE ET UN BRAS RÉSONNANT DE L'OMBR

6.1 Évaluation des pertes dans les composants de puissance d'un bras d'onduleur MLI classique [29,30,31] :

On suppose que la commande d'un bras d'onduleur classique est réalisée par une technique MLI de type régulière symétrique échantillonnée tel que discuté au chapitre 5.

Dans le cas d'un bras d'onduleur MLI classique (figure 6.1) il se présente deux modes de fonctionnements, définis par hypothèse comme suit :

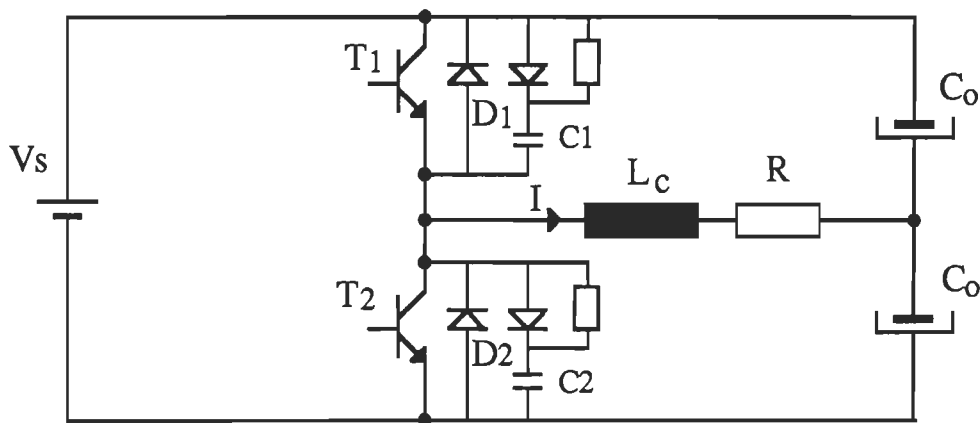


Figure 6.1: Un bras d'onduleur MLI classique.

- Mode actif: Le courant dans la charge I est positif et ce sont les deux éléments à semiconducteurs $T1$ et $D2$ qui assurent alternativement la fonction

de modulation de la tension à la sortie.

•Mode de récupération: Le courant dans la charge est négatif, se sont les composants T2 et D1 qui prennent la relève sur T1 et D2 pour assurer à leur tour la fonction de modulation.

Le fonctionnement du convertisseur est donc symétrique vis à vis du courant dans la charge, il est caractérisé par une phase de repos pour l'un ou l'autre des deux interrupteurs adjacents durant toute une demi-alternance de l'onde de modulation. Il suffit par conséquent, de calculer les pertes pour deux composants de puissances (par ex:T1 et D2) sur une demi-alternance et la puissance dissipée totale dans tous les composants de puissance sera égale à deux fois celle calculée.

Dans le cas d'une modulation 100%, le développement en série de Fourier de l'onde modulée nous donne [32] :

$$V_k = \frac{2.V_s}{k.\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos(k.\alpha_i) \right], k=1,2,... \quad (6.1)$$

La valeur maximale de la tension fondamentale est alors :

$$V_M = \frac{2.V_s}{\pi} \quad (6.2)$$

Si avec cette tension modulée on alimente une charge de type R-L, l'expression du courant fondamental dans la charge sera donné par :

$$I(t) = I_M . \sin(\omega_m . t - \Phi) \quad (6.3)$$

$$I_M = \frac{2.V_s}{\pi} \cdot \frac{1}{Z}, Z = L_c \omega_m + R \quad (6.4)$$

$$\Phi = \arctg\left(\frac{L_c \omega_m}{R}\right) \quad (6.5)$$

où ω_m représente la pulsation de l'onde de modulation,

Z l'impédance de la charge,

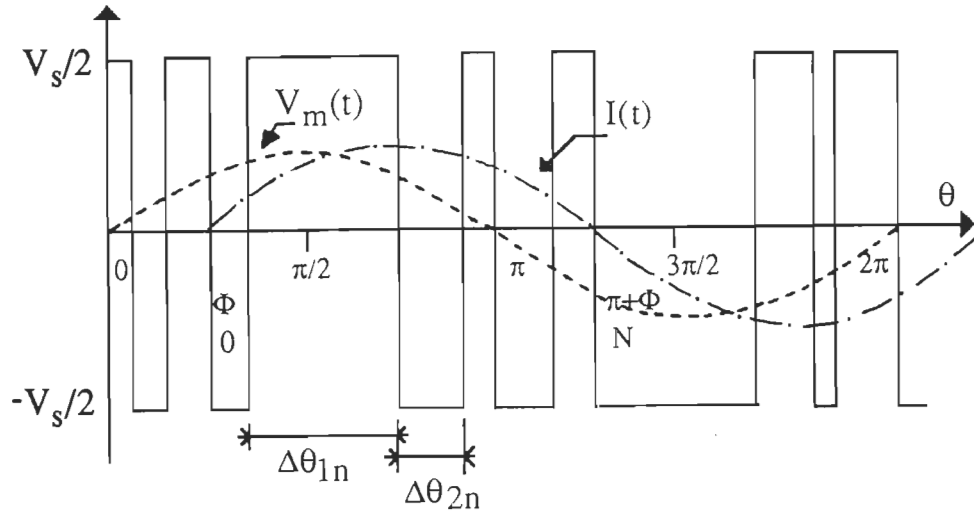


Figure 6.2: Le courant modulé dans le transistor T1 .

6.1.1 Les pertes en conduction dans T1:

Les pertes instantanées par conduction:

$$P_{T1}(\text{cond}) = V_o \cdot i_{T1}(t) \quad (6.6)$$

V_o : c'est la tension de saturation du transistor T1

Comme c'est déjà montré au chapitre 5 (équation (5.2)), la largeur de l'angle de conduction de l'interrupteur T1 au $n^{\text{ième}}$ créneau est donné par:

$$\Delta\theta_{1n} = \frac{1}{2} (1 + M \sin(n \Delta\theta)) \Delta\theta \quad (6.7)$$

et l'angle de conduction de l'interrupteur adjacent T2 au $n^{\text{ième}}$ créneau est donné par:

$$\Delta\theta_{2n} = \frac{1}{2} (1 - M \sin(n \Delta\theta)) \Delta\theta \quad (6.8)$$

tel que $\Delta\theta = \Delta\theta_{1n} + \Delta\theta_{2n}$

où

la période de l'onde porteuse est égale à:

$$T_p = \frac{1}{f_p} = \frac{\Delta\theta}{\omega_m} \text{ d'où } \Delta\theta = 2\pi \omega_m / \omega_p \quad (6.9)$$

où ω_p représente la pulsation de l'onde porteuse et
 ω_m représente la pulsation de l'onde modulante.

Si l'on suppose que le courant I dans la charge est presque constant sur un créneau, le courant dans l'interrupteur $T1$ est égal au courant dans la charge à l'instant $(n.T_p)$ et on aura, $i_{T1}(n.T_p) = I_n$:

I_n est la valeur du courant dans la charge au $n^{\text{ième}}$ créneau:

$$I_n = I_M \sin(n.\Delta\theta - \Phi) \quad (6.10)$$

Les pertes moyennes en conduction dans $T1$ durant un cycle de l'onde modulée sont par conséquent égales à:

$$P_{T1(\text{cond})} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} V_o \cdot I_n \cdot \Delta\theta_{1n} \quad (6.11)$$

$$P_{T1(\text{cond})} = \frac{1}{4\pi} \cdot \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} V_o \cdot I_M \sin(n.\Delta\theta - \Phi) \cdot (1 + M \sin(n.\Delta\theta)) \cdot \Delta\theta$$

Etant donné que ω_p est très supérieure à ω_m on aura $\Delta\theta \equiv d\theta$:

$$P_{T1(\text{cond})} \approx \frac{1}{4\pi} \cdot \int_{\Phi}^{(\pi+\Phi)} V_o \cdot I(\theta) \cdot (1 + M \sin(\theta)) \cdot d\theta \quad (6.12)$$

où $I(\theta) = I_M \sin(\theta - \phi)$,

il vient alors,

$$P_{T1(\text{cond})} = \frac{1}{2} V_o I_M \left(\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos(\Phi) \right) \quad (6.13)$$

6.1.2 Les pertes au blocage dans T1 :

Au $n^{\text{ième}}$ créneau l'expression du courant dans l'interrupteur T1 lors de son blocage est donnée par :

$$i_{T1}(t) = I_n \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{\text{off}}} \right) \quad (6.14)$$

Le courant et la tension du condensateur C1 sont donnés par:

$$i_{C1}(t) = I_n \cdot \frac{t}{t_{\text{off}}} \quad (6.15)$$

$$V_{C1}(t) = \frac{I_n}{2 \cdot C1 \cdot t_{\text{off}}} \cdot t^2 \quad (6.16)$$

Il vient alors que l'énergie dissipée dans T1 pendant son blocage au $n^{\text{ième}}$ créneau est donnée par:

$$E_n = \int_0^{t_{\text{off}}(n)} i_{T1}(t) \cdot V_{C1}(t) \cdot dt$$

$$E_n = \frac{t_{\text{off}}(n)^2}{24 \cdot C1} \cdot I_n^2 \quad (6.17)$$

Si l'on suppose que le temps d'ouverture de T1 est proportionnel au niveau du courant collecteur $i_{T1}(t)$,

$$t_{\text{off}}(n) = t_{\text{off}} \cdot \sin(n \cdot \Delta\theta - \Phi) \quad (6.18)$$

L'énergie totale par période sera alors égale à :

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_n = \frac{t_{\text{off}}^2}{24 \cdot C1} \cdot I_M^2 \cdot \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^4(n \cdot \Delta\theta - \Phi) \quad (6.19)$$

$$\text{et} \quad \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^4(n \cdot \Delta\theta - \Phi)$$

est égal à N fois la valeur moyenne de $\sin^4(\theta - \Phi)$ entre Φ et $\pi + \Phi$, où le

nombre de créneaux N par demi-période de l'onde de modulation est donné par:

$$N = E\left(\frac{f_p}{2.f_m}\right) \quad (6.20)$$

où E désigne la partie entière de $(f_p / 2.f_m)$.

On trouve alors que la puissance dissipée dans $T1$ par période durant son blocage est égale à:

$$P_{T1(off)} = \frac{t_{off}^2}{128.C1} \cdot I_M^2 \cdot f_p \quad (6.21)$$

$$\text{puisque } \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi + \Phi)/\Delta\theta} \sin^4(n\Delta\theta - \Phi) = \frac{3}{16} \frac{f_p}{f_m}$$

t_{off} est le temps d'ouverture de $T1$ donné pour la valeur maximale du courant de charge I_M .

6.1.3 Les pertes de commutation à l'amorçage de $T1$:

1) L'énergie dissipée dans $T1$ durant le temps t_r au $n^{\text{ième}}$ créneau est donnée par :

$$E_{n1} = \int_0^{t_r(n)} V_{T1} \cdot i_{T1} \cdot dt = \frac{1}{2} V_s I_n t_r(n) \quad (6.22)$$

où t_r est le temps de décroissance du courant i_{T1} , donné pour la valeur maximal du courant de charge ($I=I_M$) .

Si l'on suppose que le temps t_r est proportionnel au niveau du courant I_n ($I_n = I_M \cdot \sin(n.\Delta\theta - \Phi)$) alors on aura :

$$t_r(n) = t_r \cdot \sin(n.\Delta\theta - \Phi) \quad (6.23)$$

Il vient que :

$$E_{n1} = \frac{1}{2} V_s I_M t_r \sin^2(n\Delta\theta - \Phi) \quad (6.24)$$

L'énergie totale:

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{n1} = \frac{1}{2} V_s I_M t_r \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^2(n\Delta\theta - \Phi) \quad (6.25)$$

est donc égale à N fois la valeur moyenne de $\sin^2(\theta - \Phi)$ sur Φ à $\pi+\Phi$. La puissance moyenne dans cette aire est alors:

$$P_{T1 (on)1} = \frac{1}{8} V_s \cdot I_M \cdot t_r \cdot f_p \quad (6.26)$$

$$\text{puisque } \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^2(n\Delta\theta - \Phi) = \frac{1}{4} \frac{f_p}{f_m}$$

2) L'énergie dissipée à l'amorçage de T1 pendant t_{rr} au $n^{\text{ième}}$ créneau est:

$$E_{n2} = V_s \cdot I_M \sin(n\Delta\theta - \Phi) \cdot t_{rr} \quad (6.27)$$

t_{rr} : est le temps de recouvrement inverse de la diode D2.

L'énergie dissipée sur N créneaux est égale à :

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{n2} = V_s I_M t_{rr} \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin(n\Delta\theta - \Phi) \quad (6.28)$$

L'énergie totale est N fois la valeur moyenne de $\sin(\theta - \Phi)$ sur Φ à $\pi+\Phi$:

$$E_{n2} = \frac{1}{\pi \cdot f_m} \cdot V_s \cdot I_M \cdot t_{rr} \cdot f_p \quad (6.29)$$

La puissance dissipée durant t_{rr} est alors :

$$P_{T1 (on)2} = \frac{1}{\pi} \cdot V_s \cdot I_M \cdot t_{rr} \cdot f_p \quad (6.30)$$

Le troisième terme qui doit être considéré dans le calcul des pertes à l'amorçage tient compte des courts-circuits transitoires de la source V_s dus au

courant de recouvrement inverse de la diode D2.

3) L'énergie dissipée dans T1 à l'amorçage dû à la charge de recouvrement Q_{rr} :

Cette énergie dissipée est due au courant de recouvrement inverse dans D2:

$$E_{n3} = V_s \cdot Q_{rr} \quad (6.31)$$

Q_{rr} : est appelée la charge recouvrée de D2.

L'énergie totale est N fois E_{n3} , on trouve alors que la puissance perdue due aux charges recouvrées est égale à :

$$P_{T1(on)3} = \frac{1}{2} V_s \cdot Q_{rr} \cdot f_p \quad (6.32)$$

Puisqu'on a considéré aucune diminution des valeurs de t_{rr} et Q_{rr} dû au niveau du courant dans la charge inférieur à I_M , le calcul de $P_{T1(on)2}$ et $P_{T1(on)3}$ est fait alors avec un peu de majoration.

Les pertes totales de commutation à l'amorçage dans T1 sont alors:

$$P_{T1(on)} = V_s \cdot f_p \left(\frac{1}{8} \cdot I_M \cdot t_r + \frac{1}{\pi} \cdot I_M \cdot t_{rr} + \frac{1}{2} \cdot Q_{rr} \right) \quad (6.33)$$

4) L'énergie dissipée dans T1 dus aux circuits d'aide à la commutation:

Si l'on utilise un circuit d'amortissement , les pertes au blocage seront réduites mais les pertes à l'amorçage sont augmentées. En effet, quand T2 est bloqué, le condensateur d'aide à la commutation C2 l'aide à diminuer ces pertes. Mais lorsque T2 est amorcé un courant de charge du condensateur C1 passe à travers T2 (voir figure 6.1). Les pertes dans ce cas sont égales à $1/2 (C1 V_s^2)$ par créneau .

Le nombre de créneaux N par cycle de conduction de T1 est égal à

$$N = f_p / 2 \cdot f_m :$$

Donc,

$$P_{T1(on)4} = \frac{1}{4} \cdot C1 \cdot V_s^2 \cdot f_p \quad (6.34)$$

Les pertes totales à l'amorçage sont alors données par:

$$P_{T1 (on)} = \frac{1}{8} \cdot V_s \cdot I_M t_r f_p + \frac{1}{\pi} \cdot V_s \cdot I_M t_{rr} f_p + \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot Q_{rr} f_p + \frac{1}{4} \cdot C1 \cdot V_s^2 \cdot f_p \quad (6.35)$$

6.1.4 Les pertes en conduction dans D2:

D2 entre en conduction durant les trous de l'onde modulée, son cycle de fonctionnement s'étale sur une demi-alternance de Φ à $\pi + \Phi$.

Les pertes en conduction dans D2 sur un créneau d'ordre n sont égales à :

$$E_n = V_o \cdot i_{D2}(n.\Delta\theta) \cdot \frac{\Delta\theta_{2n}}{\omega_m} \quad (6.36)$$

$$\text{avec } i_{D2}(n.\Delta\theta) = I_n = I_M \sin(n.\Delta\theta - \Phi) \quad (6.37)$$

Les pertes moyennes en conduction dans D2 durant un cycle sont égales à:

$$P_{D2 (cond)} = \frac{1}{2.\pi} \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi + \Phi)/\Delta\theta} V_o \cdot I_n \cdot \Delta\theta_{2n} \cdot \quad (6.38)$$

$$P_{D2(cond)} = \frac{1}{4.\pi} \cdot \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi + \Phi)/\Delta\theta} V_o \cdot I_M \sin(n.\Delta\theta - \Phi) \cdot (1 - M \sin(n.\Delta\theta)) \cdot \Delta\theta$$

Estimée égale à :

$$P_{D2(cond)} \cong \frac{1}{4.\pi} \cdot \int_{\Phi}^{(\pi + \Phi)} V_o \cdot I_M \cdot \sin(\theta - \Phi) \cdot (1 - M \sin(\theta)) \cdot d\theta$$

$$P_{D2 (cond)} \cong \frac{1}{2} V_o \cdot I_M \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos(\Phi) \right) \cdot \quad (6.39)$$

6.2 Evaluation des pertes dans les composants de puissances d'un bras résonnant de l'OMBR:

Avant de passer à l'analyse des phénomènes de dissipation thermique dans un bras résonnant, il est très important de mentionner les deux modes de

fonctionnements principaux du convertisseur, qui sont définis par hypothèse comme suit.

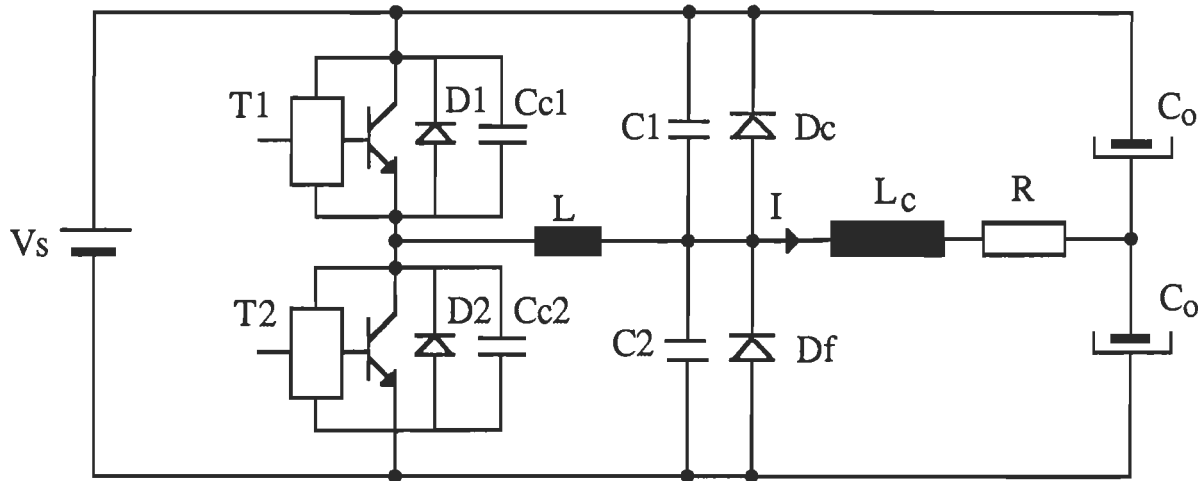


Figure 6.3 : Un bras résonnant de L'OMBR.

- Mode actif: Le courant de charge est positif, le convertisseur décrit les dix séquences de fonctionnement données par la figure 3.1 et les formes d'ondes des courants et des tensions sont montrées à la figure 6.4. Elles sont déduites à partir d'une analyse dans les plans de phases montrés à la figure 6.6.

- Mode de récupération: Dans ce cas, le courant dans la charge est négatif. En appliquant le principe de la symétrie de la structure du convertisseur vis à vis du courant dans la charge, on peut déduire les dix séquences de fonctionnement montrées à la figure 3.1.1; de même que les plans de phases et les formes d'ondes des courants et des tensions relatives à ce circuit sont montrées aux figures 6.5 et 6.7.

A partir de cette détermination analytique des formes d'ondes relatives aux deux modes de fonctionnements, on peut élaborer le calcul analytique de la dissipation thermique dans le bras résonnant. Toutefois, on doit noter que vu la symétrie qui existe dans la structure et les modes fonctionnements d'un bras résonnant, on se limite au calcul des pertes dans l'un des deux éléments

semiconducteurs adjacents et les pertes totales seront égales à deux fois de celle calculée.

6.2.1 Les pertes de commutation à l'amorçage:

Les pertes de commutation à l'amorçage sont nulles dans tous les éléments à semiconducteurs du convertisseur, car l'amorçage est spontané dans tous les composants semiconducteurs et se fait à tension nulle.

6.2.2 Les pertes en conduction dans les composants à semiconducteur:

6.2.2.1 Les pertes en conduction dans T1:

•Mode actif: Durant l'alternance positive du courant dans la charge I les expressions du courant dans l'interrupteur T1 sont les suivantes (voir figures 6.4 et 6.6):

$$\text{pour : } t_{op} < t < t_{1p} \text{ , } i_{T1}(t) = V_s \cdot (t - t_{op}) \quad (6.40)$$

$$\text{pour : } t_{1p} < t < t_{2p} \text{ , } i_{T1}(t) = I_n + V_s/Z_r \sin(\omega_r \cdot (t - t_{1p})) \quad (6.41)$$

$$\text{pour : } t_{2p} < t < t_{4p} \text{ , } i_{T1}(t) = I_n + V_s/Z_r \quad (6.42)$$

avec :

$$t_{1p} - t_{op} = (L_r/V_s) \cdot I_n \quad (6.43)$$

$$t_{2p} - t_{1p} = (\pi/2 \cdot \omega_r) \cdot \quad (6.44)$$

$$t_{4p} - t_{2p} = (\Delta\theta_{1n}/\omega_m) - (1 + \pi/2)/\omega_r \quad (6.45)$$

L'énergie dissipée dans T1 en conduction au n^{ième} créneau est:

$$E_{T1(n)}^+ = \int_{t_{op}}^{t_{4p}} V_o \cdot i_{T1} dt \quad (6.46)$$

$$E_{T1(n)}^+ = V_o \left(\frac{L_r}{2V_s} \cdot I_n^2 + \frac{\Delta\theta_{1n}}{\omega_m} \cdot \left(I_n + \frac{V_s}{Z_r} \right) - \frac{I_n}{\omega_r} - \frac{V_s}{Z_r \omega_r} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (6.47)$$

Nota : L'instant t affecté d'un indice p indique qu'il est relatif au mode actif (voir figure 6.4).

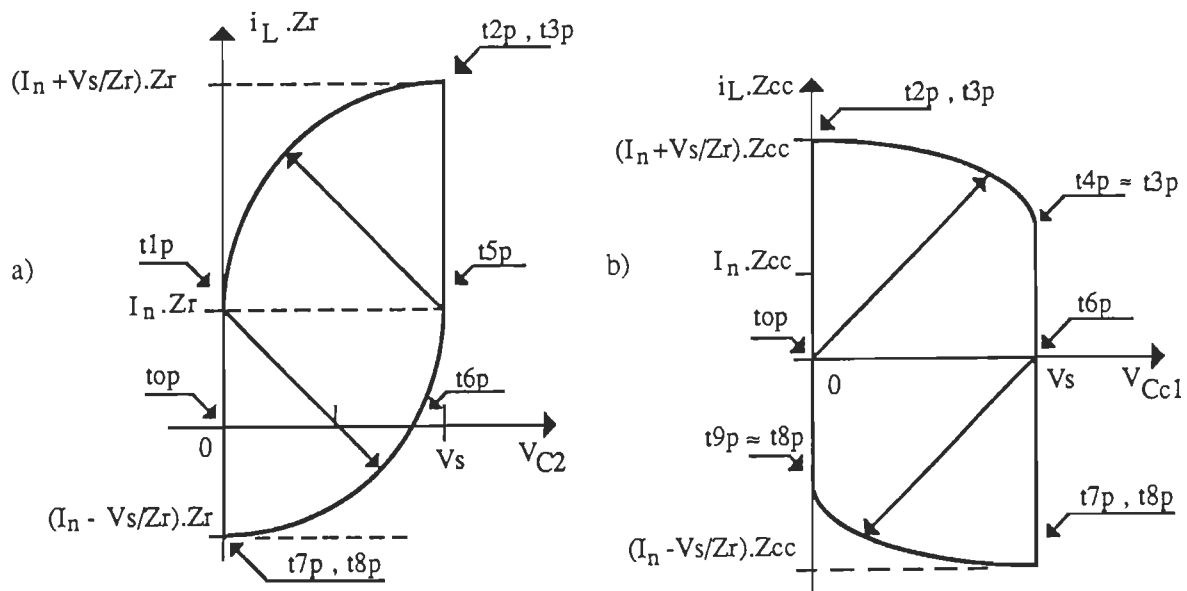


Figure 6.4 : a) Plan de phase (i_L, V_{C2}) , b) Plan de phase (i_L, V_{Cc1}) .
(en mode actif, $I_n > 0$).

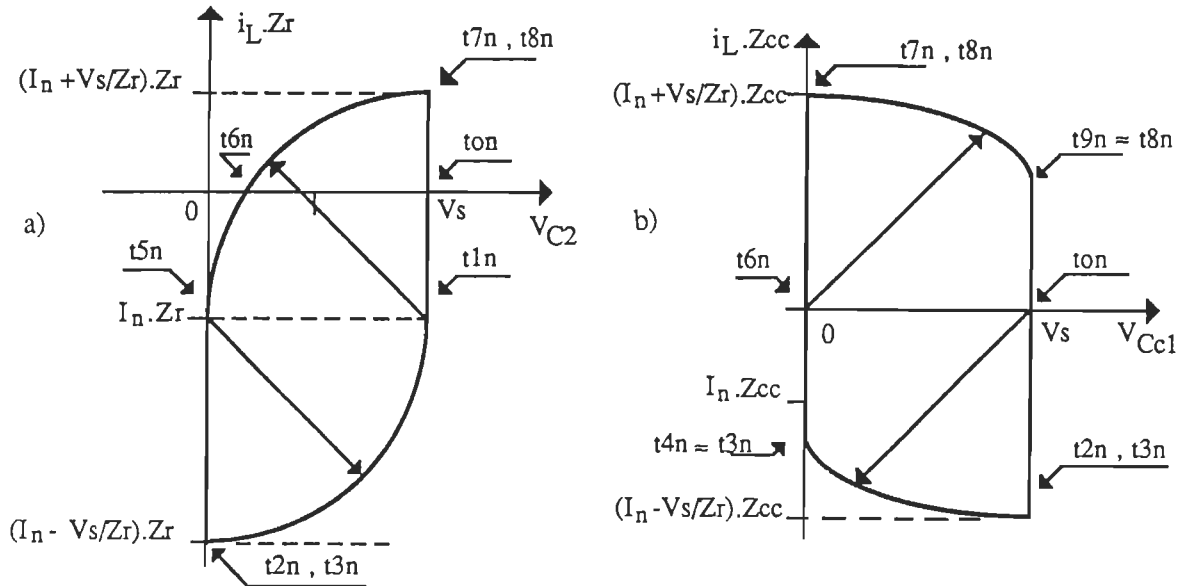


Figure 6.5 : a) Plan de phase (i_L, V_{C2}) , b) Plan de phase (i_L, V_{Cc1}) .
(en mode de récupération, $I_n < 0$).

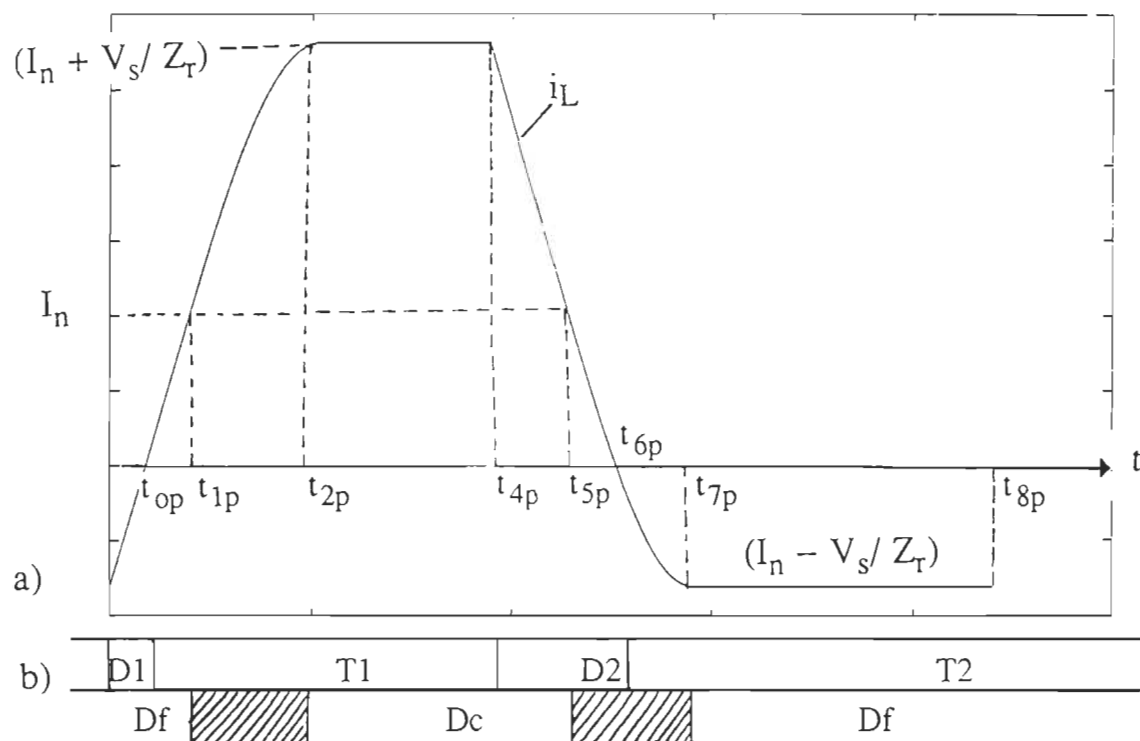


Figure 6.6 : a) Courant dans l'inductance L durant un cycle résonnant,
b) Cycle de commutation des interrupteurs (Mode actif, $I_n > 0$).

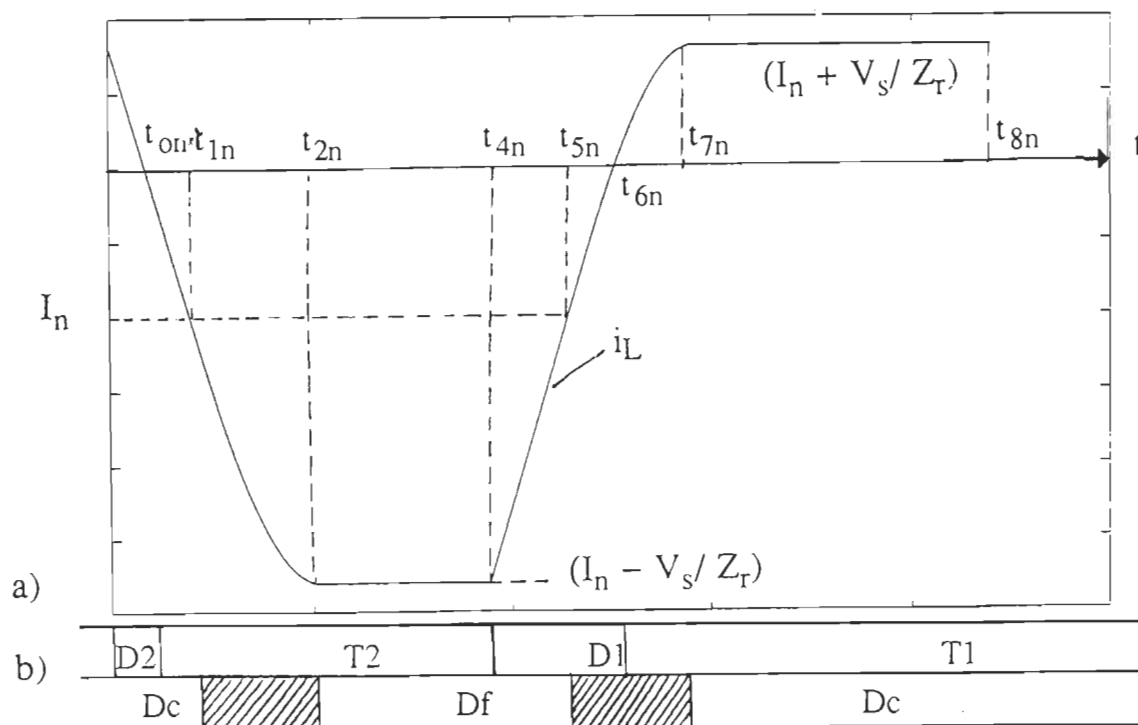


Figure 6.7 : a) Courant dans l'inductance L durant un cycle résonnant,
b) Cycle de commutation (Mode de récupération, $I_n < 0$).

L'énergie dissipée dans T1 en conduction pendant le mode actif (courant de charge I positif) est alors approximativement égale à:

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{T1(n)}^+ \cong \frac{V_o}{\omega_m} \left[\frac{\pi L_r}{4V_s} \cdot I_M^2 f_p + I_M + \frac{\pi V_s}{2Z_r} - 2 \frac{I_M}{\omega_r} f_p - \frac{V_s}{Z_r \omega_r} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot f_p \right. \\ \left. + \left(\frac{\pi}{4} \cdot I_M + \frac{V_s}{Z_r} \right) \cdot M \cdot \cos(\Phi) \right] \quad (6.48)$$

• Mode de récupération : durant l'alternance négative du courant dans la charge les expressions du courant dans l'interrupteur T1 sont les suivantes (voir figures 6.5 et 6.7):

$$\text{pour } t_{6n} < t < t_{7n} : \quad i_{T1}(t) = I_n + V_s/Z_r \sin(\omega_r(t-t_{5n})) \quad (6.49)$$

$$\text{pour } t_{7n} < t < t_{8n} : \quad i_{T1}(t) = I_n + V_s/Z_r \quad (6.50)$$

avec :

$$t_{7n} - t_{6n} = (1/\omega_r) \cdot \text{Arcos}(-I_n \cdot Z_r/V_s) \quad (6.51)$$

$$t_{8n} - t_{7n} = (\Delta\theta_{1n}/\omega_m) - (1 + \pi/2)/\omega_r \quad (6.52)$$

$$t_{6n} - t_{5n} = \pi/(2 \cdot \omega_r) - (1/\omega_r) \cdot \text{Arcos}(-I_n \cdot Z_r/V_s) \quad (6.53)$$

$$t_{7n} - t_{5n} = \pi/(2 \cdot \omega_r) \quad (6.54)$$

L'expression de l'énergie dissipée dans T1 en conduction au n^{ième} créneau est donnée par:

$$E_{T1(n)}^- = \int_{t_{6n}}^{t_{8n}} V_o i_{T1} \cdot dt \quad (6.55)$$

$$E_{T1(n)}^- = V_o \left[\frac{I_n}{\omega_r} \text{Arcos}\left(\frac{I_n Z_r}{V_s}\right) + \frac{1}{\omega_r} \frac{V_s}{Z_r} \sqrt{1 - \left(\frac{I_n Z_r}{V_s}\right)^2} \right. \\ \left. + \left(I_n + \frac{V_s}{Z_r}\right) \left(\frac{\Delta\theta_{1n}}{\omega_m} - \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \frac{1}{\omega_r}\right) \right] \quad (6.56)$$

Nota: L'instant t affecté d'un indice (n) indique qu'il est relatif au mode de récupération, $I_n < 0$

L'énergie totale dissipée dans T1 en conduction sur une période de Φ à $2\pi + \Phi$ est donnée par :

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{T1(n)} = \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{T1(n)}^+ + \sum_{n=(\pi + \Phi)/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{T1(n)}^- \quad (6.57)$$

6.2.2.2 Pertes en conduction dans D2:

L'énergie dissipée dans D2 en conduction pendant la demie alternance où le courant de charge est positif:

L'expression du courant dans la diode D2 est :

$$\text{pour : } 0 < t < t_{op} \quad , \quad i_{D2}(t) = V_s/L_r (-t + t_{op}) \quad (6.58)$$

avec:

$$t_{op} = (L_r/V_s) \cdot (I_n - V_s/Z_r) \quad (6.59)$$

Durant ce mode actif, l'énergie dissipée dans D2 en conduction au $n^{\text{ième}}$ créneau est alors calculée par:

$$E_{D2(n)}^\pm = \int_0^{t_{op}} V_o \cdot i_{D2}(t) \cdot dt \quad (6.60)$$

$$E_{D2(n)}^+ = \frac{V_o}{2} \cdot \frac{L_r}{V_s} \cdot \left(I_n - \frac{V_s}{Z_r} \right)^2 \quad (6.61)$$

Durant le mode de récupération l'énergie dissipée en conduction dans D2 est donnée par:

$$\text{pour } t_{4n} < t < t_{5n} : i_{D2}(t) = (-I_n + V_s) - V_s/L_r (t - t_{4p}) \quad (6.62)$$

$$\text{pour } t_{5n} < t < t_{6n} : i_{D2}(t) = -I_n - V_s/Z_r \sin(\omega_r(t - t_{5n})) \quad (6.63)$$

avec :

$$t_{5n} - t_{4n} = 1/\omega_r \quad (6.64)$$

$$t_{6n} - t_{5n} = \pi/(2 \cdot \omega_r) - 1/\omega_r \text{ Arcos}(-I_n \cdot Z_r/V_s) \quad (6.65)$$

$$E_{D2(n)}^- = \int_{t_{4n}}^{t_{5n}} V_o \cdot i_{D2}(t) \cdot dt \quad (6.66)$$

$$E_{D2(n)}^- = \frac{V_o}{\omega_r} \cdot \left\{ I_n \left[1 + \frac{\pi}{2} - \arccos\left(\frac{I_n Z_r}{V_s}\right) \right] + \frac{V_s}{Z_r} \sqrt{1 - \left(\frac{I_n Z_r}{V_s}\right)^2} - \frac{V_s}{2 Z_r} \right\} \quad (6.67)$$

On peut par la suite calculer numériquement l'énergie totale dissipée dans D2 en conduction à partir de l'expression suivante:

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{D2(n)} = \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{D2(n)}^+ + \sum_{n=(\pi+\Phi)/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_{D2(n)}^- \quad (6.68)$$

6.2.2.3 Les pertes en conduction dans Df:

L'énergie dissipée dans Df en conduction durant le mode actif:

$$\text{pour } 0 < t < t_{1p} : i_{Df}(t) = I_n \quad (6.69)$$

$$\text{pour } t_{7p} < t < t_{8p} : i_{Df}(t) = I_n \quad (6.70)$$

avec:

$$t_{1p} = 1/\omega_r \quad (6.71)$$

$$t_{8p} - t_{7p} = T - (\Delta\theta 1_n / \omega_m) - (1 + \pi/2)/\omega_r \quad (6.72)$$

d'où

$$E_{Df(n)}^+ = \int_0^{t_{1p}} V_o \cdot i_{Df}(t) \cdot dt + \int_{t_{7p}}^{t_{8p}} V_o \cdot i_{Df}(t) \cdot dt \quad (6.73)$$

$$E_{Df(n)}^+ = V_o \cdot I_n \cdot \left(T - \frac{\Delta\theta 1_n}{\omega_m} - \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega_r} \right) \quad (6.74)$$

Durant le mode de récupération on a:

$$\text{pour } t_{2n} < t < t_{4n} : i_{Df}(t) = V_s/Z_r \quad (6.75)$$

$$\text{pour } t_{4n} < t < t_{5n} : i_{Df}(t) = V_s/Z_r - V_s/L_r \cdot (t - t_{4n}) \quad (6.76)$$

avec :

$$t_{4n} - t_{2n} = (\Delta\theta_{1n}/\omega_m) - (1 + \pi/2)/\omega_r \quad (6.77)$$

$$t_{5n} - t_{4n} = 1/\omega_r \quad (6.78)$$

$$E_{Df(n)}^- = \int_{t_{2n}}^{t_{5n}} V_o \cdot i_{D2}(t) \cdot dt \quad (6.79)$$

$$E_{Df(n)}^- = V_o \cdot \frac{V_s}{Z_r} \cdot \left(\frac{\Delta\theta_{1n}}{\omega_m} - (1 + \pi) \cdot \frac{1}{2 \cdot \omega_r} \right) \quad (6.80)$$

L'énergie totale dissipée dans Df en conduction est calculée à partir de la serie numérique suivante:

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{Df(n)} = \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{Df(n)}^+ + \sum_{n=(\pi + \Phi)/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_{Df(n)}^- \quad (6.81)$$

6.2.3 Les pertes au blocage dans les composants à semiconducteurs:

6.2.3.1 Les pertes au blocage dans T1:

L'énergie dissipée au blocage dans T1 pendant le n^{ième} créneau :

Le niveau du courant dans T1 avant le blocage est :

$$i_{T1}(t) = I_n + V_s/Z_r, \text{ d'où d'après (3.77.1)}$$

$$E_n = \frac{1}{24 C_c} \cdot \left((I_n + V_s \sqrt{\frac{C}{L_r}}) \cdot t_{off(n)} \right)^2 \quad (6.83)$$

Si l'on suppose que le temps d'ouverture t_{off} est proportionnel au niveau du courant collecteur, donc au n^{ième} créneau t_{off} est donné par:

$$t_{off}(n) = t_{off} \cdot \sin(n \cdot \Delta\theta - \Phi) \quad (6.84)$$

L'énergie totale dissipée au blocage dans T1 sur une période est:

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} E_n = \frac{1}{24 C_c} \cdot \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi + \Phi)/\Delta\theta} \left((I_n + V_s \sqrt{\frac{C}{L_r}}) \cdot t_{off(n)} \right)^2$$

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} E_n = \frac{t_{off}^2}{24 C_c} \cdot \left[I_M^2 \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^4(n.\Delta\theta - \Phi) + \right. \\ \left. + 2 I_M \frac{V_s}{Z_r} \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^3(n.\Delta\theta - \Phi) + \left(\frac{V_s}{Z_r} \right)^2 \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^2(n.\Delta\theta - \Phi) \right] \quad (6.85)$$

D'où, on déduit l'expression de la puissance dissipée au blocage dans T1:

$$P_{T1 (off)} = \frac{t_{off}^2}{48 C_c} \cdot f_p \cdot \left(\frac{3}{4} I_M^2 + \left(\frac{V_s}{Z_r} \right)^2 \right) \quad (6.86)$$

$$\text{puisque} \quad \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^4(n\Delta\theta - \Phi) = \frac{3}{8} \frac{f_p}{f_m}$$

$$\sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^3(n\Delta\theta - \Phi) = 0$$

$$\text{et} \quad \sum_{n=\Phi/\Delta\theta}^{(2\pi+\Phi)/\Delta\theta} \sin^2(n\Delta\theta - \Phi) = \frac{1}{2} \frac{f_p}{f_m}$$

6.2.3.2 Les pertes au blocage dans les diodes:

Dans le bras résonnant les pertes au blocage dans les diodes D1 et D2 sont nulles et ceci parce que leurs blocages sont suivies instantanément par l'amorçage spontané sous zéro tension des transistors T1 et T2 qui se trouvent en parallèle avec les diodes. Pour les diodes Dc et Df le circuit résonnant (L-C) permet d'amortir suffisamment la montée de la tension à leur bornes assurant ainsi le blocage sans pertes de ces derniers.

L'énergie totale dissipée dans chaque composant de puissance apparaît comme une série numérique de fonction dont on a défini les termes généraux:

L'évaluation numérique des pertes revient alors à établir un algorithme de

calcul des différents termes de la série de fonction sur un interval finie allant de la partie entière $E(\Phi/\Delta\theta)$ à $E((2\pi + \Phi) / \Delta\theta)$.

Ci-dessous un tableau récapitulatif faisant la comparaison quantitative entre les deux structures de bras d'onduleur ayant les mêmes conditions de fonctionnement :

Table 6.1 :Evaluation théorique des performances d'un bras d'onduleur MLI classique.

C_1 (F).....	5.000000E-07
V_s (Volt).....	2.000000E+02
I_m (Amp).....	1.015357E+01
$F.P / \cos(\phi)$	5.526670E-01
F_s (Hz).....	2.000000E+04
Puiss sortie (W).....	3.572419E+02
Pertes cond (W).....	6.463963E+00
Pertes commutation (W).....	2.477725E+02
Pertes totales (W).....	2.542365E+02
Rendement(%).....	5.842265E+01

Table 6.2 :Evaluation théorique des performances d'un bras
résonnant de l'OMBR.

L (H).....	3.000000E-05
$C1$ (F).....	2.500000E-07
$Cc1$ (F).....	2.500000E-08
$C2$ (F).....	2.500000E-07
$Cc2$ (F).....	2.500000E-08
V_s (Volt).....	2.000000E+02
F_s (Hz).....	2.000000E+04
F_r (Hz).....	4.109362E+04
I_m (Amp).....	1.015357E+01
F.P "cos(ϕ)".....	5.526670E-01
Puiss sortie (W).....	3.526670E+02
Pertes cond (W).....	3.076303E+01
Pertes commutation (W).....	1.114502E+00
Pertes totales (W).....	3.187753E+01
Rendement(%).....	9.180077E+01

Après cette analyse détaillée des phénomènes de dissipation thermique dans les éléments à semiconducteurs des deux structures de bras d'onduleur, on constate que:

Pour l'onduleur MLI classique, les pertes par commutation sont très importantes et sont en totalité liées à la fréquence de commutation. Par conséquent, l'augmentation de la fréquence de commutation a des effets néfastes sur les semiconducteurs et dégrade considérablement la fiabilité et le rendement globale du convertisseur (voir Table 6.1). De même avec l'emploi de transistors et de diodes rapides, c'est-à-dire ayant de faibles valeurs de t_{off} , t_{rr} , Q_{rr} L'importance des pertes limite ainsi la fréquence de commutation à un niveau inférieur à 10 kHz pour des puissances de charge de quelques kilowatts.

Pour l'onduleur à bras résonnant, dont le fonctionnement repose sur la technique de la commutation douce, on constate que les pertes de commutation sont très réduites au détriment des pertes par conduction qui sont légèrement accrus, ceci n'affecte pas entre autre le rendement globale du convertisseur qui est, malgré la haute fréquence de commutation, nettement amélioré. De plus, les contraintes électriques sur les semiconducteurs sont minimisées. Ceci nous amène à conclure que cette nouvelle structure d'onduleur à bras résonnant, présente une sûreté de fonctionnement et des critères de performance largement supérieurs à ceux de l'onduleur MLI classique (voir Table 6.2).

CONCLUSION

Dans ce travail de recherche nous avons fait la synthèse d'une nouvelle structure d'onduleur monophasé à bras résonnant qui combine les deux avantages, celui de la commutation douce et celui de la modulation de la largeur d'impulsions. L'analyse détaillée et un exemple de conception sont aussi donnés. Ce qui nous a retenu de très près c'est d'approcher plus ou moins finement la détermination d'une nouvelle méthodologie de conception basée sur l'optimisation des paramètres réactifs du convertisseur en prenant comme critère la minimisation de la dissipation thermique dans les composants à semiconducteur, qui bien que les méthodes d'analyse des convertisseurs sont classiques, la détermination optimale de ses paramètres semble être complexe et nécessite une bonne connaissance du fonctionnement. De plus, une difficulté supplémentaire nous est parvenue dans la comparaison quantitative entre un bras d'onduleur classique et celui à bras résonnant en vue de prouver analytiquement la supériorité de la nouvelle structure. L'apport de plusieurs notions de mathématiques, physiques et la distinction des deux modes de fonctionnement du bras résonnant (mode actif et mode de récupération), nous a permis de faire certaines simplifications légitimes et d'aborder efficacement le problème. Une simulation numérique nous a permis de montrer la validité de l'analyse proposée et de prouver le choix optimum des composants. Les améliorations apportées aux circuits de commande des interrupteurs de synthèse de type thyristors duaux ont permis d'étendre leur utilisation pour des applications à rapport cyclique et à fréquence variable. Ainsi le bras de thyristors duaux est rendu

contrôlable par la commande MLI. Une vérification expérimentale nous a permis de confirmer avec rigueur le choix optimum des paramètres réactifs et de montrer que le calcul effectué ne présente aucun inconvénient.

Conformément à la structure du convertisseur et à son fonctionnement global, certains avantages sont à signaler, à savoir:

- l'existence d'une structure modulaire,
- l'assimilation des composants parasites des interrupteurs,
- l'implantation facile de la commande MLI,
- la tenue en tension des interrupteurs limitée à la tension d'alimentation,
- la suppression de tout court-circuit dû à la commutation à zéro tension,
- la réduction considérable des pertes par commutation,
- l'élimination à toute fin pratiques des interférences électromagnétique,
- l'élimination du bruit acoustique vu la fréquence de commutation très élevée,
- l'augmentation de la densité de puissance,
- la fiabilité de fonctionnement accrue.

Par conséquent, cette nouvelle structure montre des caractéristiques de performance nettement améliorées sur les convertisseurs conventionnels et sur ceux à lien résonnant; il offre des possibilités intéressantes pour la génération future de convertisseurs CC-CA appliquées aux entraînements à vitesse variable de haute performance.

Ce travail de recherche a montré une fois de plus, que seul un

convertisseur bâti autour d'un circuit à résonance (utilisation du concept de la commutation douce) permet d'atteindre des critères des performances désirées et de répondre positivement à des cahiers de charge très contraignants. Notre travail peut être complété par la modélisation du convertisseur et la mise au point d'un circuit de régulation appropriée de la fréquence et de la tension à la sortie. De plus la nouvelle cellule de commutation qu'on a développée, peut servir à mettre en oeuvre de nouveaux convertisseurs de puissance CC-CC à commutation douce commandable en fréquence ou par la MLI.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Divan,D.M."The Resonant Converter-A New Concept in Static Power Conversion". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting, 1986, pp.648-656.
- [2] Ben Klassens,J. Smits,J.F.M. "Serie Resonant Ac Power Interface with Optimal Power and Enhanced Conversion Ratio". IEEE Trans-Power Electronics, Vol3, No3, July 1988,pp.335-343.
- [3] Lai,T.S. Bose,B.K. "An Improved Resonant DC Link Inverter For Induction Motor Drives". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting,1988, pp.742-748.
- [4] Cho,I.G. Hu,D.Y. Cho,G.H. "Three Phase Sine Wave Voltage Source Inverter Using the Switched Resonant Poles". IEEE-IECON, 1989, pp.48-53.
- [5] Cheriti,A. Al-Haddad,K. Dessaint,L.A. "A Rugged Soft Commutated PWM Inverter for AC Drives". IEEE-PESC,1990, pp.656-662.
- [6] Weichman,E.P. Ziogas,P.D. "A Novel Bilateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency Static Power Supplies".IEEE Trans-IA, Vol.IA.21, No5, 1985, pp.1226-1233.
- [7] Bedford,B.D. "Versatile Cyclo-inverter Power Converter Circuits". U.S Patent 3,742,336,june 26,1975,.
- [8] Pelly,B.R. Gyugyi,L. "Naturally Commutated Cycloconverter With Controlled Input Displacement Power Factor". U.S Patent,4,013,937, March 22,1977.
- [9] Espelage,P.M. Bose,B.K. "High Frequency Link Power Conversion". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting, 1975, pp.802-808.
- [10] Lipo,T.A. Murai,Y. "High Frequency Series Resonant DC Link

Power Conversion". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting, 1988, pp.772-779.

[11] Divan,D.M. Skibinski,G. "Zero Switching Loss Inverters for High Power Applications". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting, 1987, pp. 627-634.

[12] Cheriti, A. Al Haddad, K. Mukhedkar,D. Rajagopalan,V." A Variable Soft Commutated Voltage Source Inverter Delivering Sinusoidal Waveforms". IEEE-IAS, oct 7-12, 1990, pp.697-702.

[13] De Doncker,R.W. Lyons,J.P. "The Auxiliairy Resonant Commutated Pole Converter". Conf Rec, IEEE-IAS Annual Meeting, 1990, pp.1228-1235.

[14] Foch,H. Roux,J. "Convertisseur statique d'energie électrique à semiconducteurs".Brevet d'invention, No78 32428, France.

[15] Foch,H. Roux,J. "Static Semiconductor Electrical Energy Converter Apparatus". Patent. U.S serial CA/523,192/08/15/1983.

[16] Ralph E.Tarter."Principles of solid-State Power Conversion". Howard W.sams & Co.Inc, Indianapolis, USA, 1985.

[17] Slim,S. Cheriti,A. Rajagopalan,V. Al Haddad,K. "Etude et procedure de design d'un nouveau convertisseur à bras résonnant". Congrès Canadien,1990, pp.33.3.1-33.3.4.

[18] Divan,D.M. Venkataramanan,G. De Doncker,R.W."Design Methodologies for Soft Switched Inverters". Conf Rec,IEEE-IAS Annual Meeting, 1988, pp.758-766.

[19] Notice du programme script." Simulation des convertisseurs statiques représentation des interrupteurs par réseau de petri", France, 1988.

[20] Chéron,Y. "La commutation douce ". Lavoisier Tec & Doc, Paris, France, 1989.

- [21] Foch,H. Marty,P. Roux,J. "Use of Duality Rules for the Conception of Transistorized Converters".Power Conversion'80, Munich (W.Germany), Sept 3-5, 1980, pp.1-11.
- [22] Al Haddad,K. Rajagopalan,V. "DC to DC Converters with High Frequency AC Link", IEEE Trans-IA, Vol:IA-22, No2,1986, pp.244-254.
- [23] Pollack,J.J. "Advanced Pulse Width Modulation Inverter Techniques". IEEE Trans-IA, 1972, pp.145-154.
- [24] Knight,M.A. "One KVA Three Phases dc-ac Inverter With Digital Control",.ibid.,AES.5, 1969, pp.989-995.
- [25] Bowes,S.R. "Micorprocessor Control of PWM Inverter".IEE PROC, VOI 128, Pt.B, No6, November 1981, pp.293-305.
- [26] Remy,S. Cheriti,A. Al-Haddad,K. Rajagopalan,V. "An Novel Eprom Based Three Phase PWM Control for Inverters in Ac Drive Applications". IEEE Trans-Industrial Electronics, Vol 38, N1,Fev 1991,pp.79-81.
- [27] Becker,D.J. "Designing Microprocessor Controlled PWM Inverters". Powercon 5, 1978, pp.D3-1 to D3-6.
- [28] Bowes,S.R. "New Sinusoidal Pulse Width Modulated Inverter".Proc IEE, 122(11), 1975, pp.1279-1285.
- [29] Joseph,H.R. "Losses in High-Power Bipolar Transistors".IEEE Trans.Power Electronics, Vol.PE-2, No1, January1987,pp.72-79.
- [30] Yoshitaka,I.Jiroh,I.Hirohito,F."The Power Loss of the PWM Voltage Fed Inverter". IEEE PESC'88 Record, Avril 1988, pp.277-283.
- [31] Segulier,G. Labrique,F. "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome 4". Lavoisier.Tec & Doc, Paris, France,1989.
- [32] Murphy,J.M.D."Power Electronic Control of AC Motors ", Book, Pergamon Press, USA,pp.142-145

ANNEXE1

Annexe 1

Programme de l'EPROM1:

rem Pour une version monophasée entrer un déphasage de 0°.

rem Pour une version triphasée, entrer un déphasage de 0°, 120° ou de 240°.

PROM1:

INPUT " Entrer le déphasage en degré:";phi

phi= phi*2*3.141592/360 'convertir phi en radians.

OPEN "O",#1,"Prom1.dat" 'ouvrir un fichier.

FOr j%=0 TO 255

teta=SIN((j%*3.141592/128)+phi)

v=128+i%*teta /2 'voir équation (5.2)

v%=INT(v)

PRINT #1,CHR\$(v%)

NEXT i%

NEXT j%

CLOSE #1

END

Programme de l'EPROM2:

rem Pour une version monophasé, on programme une seul EPROM.

rem Pour une version triphasé, on programme 3EPROMs de façon identique.

PROM2:

OPEN "O",#1,"Prom2.dat"

FOR j%=0 TO 255

v%=j%

FOR i%=0 TO 255

IF v%>0 then

PRINT #1,CHR\$(1);

ELSE

PRINT #1,CHR\$(2);

ENDIF

v%=v%-1

NEXT i%

NEXT j%

CLOSE #1

END